



저작자표시-비영리-동일조건변경허락 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.
- 이차적 저작물을 작성할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



동일조건변경허락. 귀하가 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공했을 경우에는, 이 저작물과 동일한 이용허락조건하에서만 배포할 수 있습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

공학박사학위논문

신재생 에너지원과 에너지 저장장치가
연계된 직류 배전 시스템의 제어 및
안정도 해석

**Control and Stability Analysis of the DC Distribution
System including Renewable Energy Sources and
Energy Storage Systems**

2014년 2월

서울대학교 대학원

전기 정보 공학부

백 중 복

신재생 에너지원과 에너지 저장장치가
연계된 직류 배전 시스템의 제어 및
안정도 해석

**Control and Stability Analysis of the DC Distribution
System including Renewable Energy Sources and
Energy Storage Systems**

지도교수 조 보 형

이 논문을 공학박사 학위논문으로 제출함

2013년 12월

서울대학교 대학원

전기 정보 공학부

백 중 복

백중복의 공학박사 학위논문을 인준함

2013년 12월

위 원 장 : 정 현 교

부위원장 : 조 보 형

위 원 : 윤 용 태

위 원 : 원 충 연

위 원 : 채 수 용

초록

최근 지구온난화와 자원고갈 등의 환경 문제가 대두되고 전기 에너지의 신뢰성 향상에 대한 요구가 늘어남에 따라 신재생 에너지 분산발전과 에너지 저장장치에 대한 관심이 고조되고 있다. 다양한 신재생 에너지원과 에너지 저장장치를 효과적으로 활용하기 위해 시스템을 효율적으로 통합하고 운영하는 기술이 필요하다. 전력전자 기반의 직류 배전 시스템은 이러한 시스템의 통합이 용이하며, 잠재적으로 전체 시스템의 효율 향상이 가능하기 때문에 소규모 그리드에서 교류 배전 시스템의 대안으로써 연구가 활발히 진행되고 있다.

직류 배전 시스템에 대한 연구는 효율성 분석, 토폴로지, 운영 방법 등 다양한 측면에서 진행되어 왔으나 대부분 단일 전원을 대상으로 수행되었다. 따라서 직류 배전 시스템의 장점을 극대화하고 이를 확산시키기 위해 다양한 전원이 포함된 시스템 통합 기술에 대한 연구가 필요하며 전원의 특성을 고려한 운영 및 제어 전략이 함께 수립되어야 한다. 또한 다양한 전원이 컨버터를 통하여 연계되기 때문에 시스템 간의 간섭이나 전력 품질과 관련된 안정도 분석에 관한 연구가 필수적이다.

본 논문에서는 먼저 신재생 에너지원과 에너지 저장장치를 포함하는 직류 시스템의 특징을 기존 교류 시스템과 비교 분석하였다. 또한 직류 배전 시스템의 통합과 관련한 주요 이슈를 살펴보기 위해 소규모 직류 배전 시스템을 구성하고 동작을 구현하였다. 제시된 직류 배전 시스템의

운영과 제어 전략은 효율적인 에너지 관리와 안정적인 전압원 제공의 두 가지 측면에서 기술하였다. 이를 위해 제어구조를 두 개의 계층으로 분리하여 시스템이 동작하도록 하였으며 상위 제어기에서는 효율적인 운용을 위해 에너지 관리 스케줄링을 결정한다. 로컬 제어기를 통하여 컨버터는 서로 독립적으로 동작하면서 자동적으로 다양한 모드 변환을 시도할 수 있도록 하였으며 이를 통해 갑작스런 사고에도 버스 전압이 허용 범위 내에 안정적으로 유지되도록 하였다.

또한 직류 배전 시스템의 전력 품질에 관한 연구의 일환으로 우선 제안한 시스템의 다양한 모드에서 소신호 모델을 분석하였다. 이를 바탕으로 이질적인 전원이 전력변환장치를 통해 직류 형태로 통합된 시스템에서 시스템간의 간섭을 해결하고 버스 전압의 안정도를 보장하기 위한 가이드를 제시하였다. 더불어 사고 상황 해석과 여러 동작들이 전력 품질에 미치는 영향을 살펴봄으로써 제안한 방법의 타당성을 확인하고 시스템 설계와 운영에 관한 현실적인 문제에 대하여 논의하였다.

시스템의 동작을 검증하기 위해 Matlab/Simulink를 이용한 소프트웨어 테스트베드를 제작하고 모의 실험 결과를 제시하였으며, 하드웨어 시스템 장치를 구축하여 전력 시스템의 안정적인 동작과 제안한 제어 알고리즘을 실험적으로 검증하였다.

주요어 : 직류 배전 시스템, 신재생 에너지, 에너지 저장 장치, 분산 제어, 에너지 관리 시스템, 소신호 모델링, 안정도 해석, 마이크로그리드

학 번 : 2007-20995

목차

초록	i
목차	iii
표 목차	vi
그림 목차.....	vii
기호 및 약어.....	xii
제 1 장 서론.....	1
1.1 연구의 배경	1
1.2 연구의 목적 및 범위	6
1.3 논문의 구성	8
제 2 장 신재생 에너지가 연계된 직류 배전 시스템.....	10
2.1 직류 시스템의 특징	10
2.2 직류 마이크로그리드의 일반적인 구성	13
2.3 소규모 직류 배전 시스템	17
2.3.1 직류 시스템의 구조.....	17
2.3.2 소규모 직류 시스템의 동작	20
제 3 장 직류 배전 시스템의 운영 및 제어 전략.....	24
3.1 제어 방법	24
3.1.1 중앙 제어 방법	24

3.1.2 분산 제어 방법	2 6
3.1.3 하이브리드 제어 방법	2 7
3.2 제안한 직류 배전 시스템의 동작 및 제어 전략	2 9
3.2.1 제안한 제어 방법의 개요	2 9
3.2.2 시스템 동작 모드	3 2
3.2.3 개별 컨버터 제어의 동작 원리	3 5
3.3 에너지 관리 전략 - 상위제어	4 0
3.3.1 시스템 구성 요소의 특성 및 제약 조건	4 0
3.3.2 에너지 관리 최적화 접근 방안	4 7
3.3.3 모의 실험 결과	5 4
3.4 전력 제어 알고리즘 - 로컬 제어	5 8
3.4.1 PV 컨버터 제어	5 8
3.4.2 ESS 컨버터 제어	6 1
3.4.3 AC 컨버터 제어	6 4
3.4.4 모의 실험 결과	6 7
제 4 장 시스템 구성요소의 소신호 분석과 제어기 설계	7 1
4.1 개별 요소의 소신호 모델링	7 1
4.1.1 PV 컨버터	7 1
4.1.2 ESS 컨버터	8 7
4.1.3 AC 컨버터	9 0
4.2 페루프의 소신호 모델링	9 8
4.2.1 PV 컨버터	9 8
4.2.2 ESS 컨버터	1 0 2
4.2.3 AC 컨버터	1 0 5
4.3 개별 컨버터의 제어기 설계	1 1 0
4.3.1 PV 컨버터의 제어기 설계	1 1 0
4.3.2 ESS 컨버터의 제어기 설계	1 1 6
4.3.3 AC 컨버터의 제어기 설계	1 2 1
제 5 장 직류 배전 시스템의 안정도와 사고 해석	1 2 8
5.1 시스템 안정도 해석	1 2 8
5.1.1 Passivity 기반의 안정도 판별법	1 2 8
5.1.2 출력 임피던스 분석	1 3 3
5.1.3 모의 실험 결과	1 4 0
5.1.4 안정도 보장을 위한 설계가이드	1 4 7
5.2 사고 상황 분석	1 5 5
5.2.1 사고의 분류	1 5 5
5.2.2 단락 사고의 특징	1 5 9

5.2.3 모의 실험 결과	1 6 3
제 6 장 실험 및 결과	1 7 0
6.1 실험 세트 구성	1 7 0
6.2 개별 모듈 동작 실험	1 7 3
6.2.1 PV 컨버터 모듈 실험	1 7 3
6.2.2 ESS 컨버터 모듈 실험	1 7 6
6.2.3 AC 컨버터 모듈 실험	1 7 8
6.3 통합 시스템 동작 실험	1 8 3
6.3.1 단일 모드 실험	1 8 4
6.3.2 모드 변환 실험	1 9 3
제 7 장 결론 및 향후 과제	2 0 2
7.1 결론	2 0 2
7.2 향후 과제	2 0 5
참고문헌	2 0 6
ABSTRACT	2 1 9
감사의 글	2 2 1

표 목차

표 2.1 무정전 시스템 사용분야	1 5
표 3.1 다양한 조건에서 동작 모드	3 4
표 3.2 피크 전력 대비 상대계수(제조업).....	4 3
표 3.3 모의 실험을 위한 직류 배전 시스템의 사양	5 4
표 3.4 에너지 관리 전략에 따른 에너지 소비 및 운영 비용 비교	5 5
표 6.1 실험 세트 장비 구성	1 7 1
표 6.2 컨버터의 동작 모드	1 8 3

그림 목차

그림 1.1 신재생 에너지 발전의 현황 및 전망[9].....	2
그림 2.1 직류 시스템과 교류 시스템의 기본 구조.....	1 0
그림 2.2 일반적인 직류 마이크로그리드의 개념도.....	1 3
그림 2.3 다양한 배전 시스템의 구조.....	1 8
그림 2.4 제안한 직류 배전 시스템의 구조.....	2 3
그림 3.1 중앙 제어 방법의 블록도.....	2 5
그림 3.2 분산 제어 방법의 블록도.....	2 6
그림 3.3 두 개의 병렬 전원이 연결된 전압 드롭 제어.....	2 7
그림 3.4 하이브리드 제어 방법의 블록도.....	2 8
그림 3.5 직류 배전 시스템의 기본 제어 구조.....	2 9
그림 3.6 중앙 제어기의 전력 및 에너지 관리 동작.....	3 0
그림 3.7 직류 배전 시스템 회로와 제어 구조.....	3 1
그림 3.8 DC bus signaling 방법.....	3 2
그림 3.9 개별 모듈의 동작 모드 변경 조건.....	3 4
그림 3.10 직류 배전 시스템 운영을 위한 개별 컨버터의 V-I 특성 곡선.....	3 6
그림 3.11 ESS의 전력 지령 변화에 따른 동작점과 전력 분배..	3 9
그림 3.12 일주일간 부하 프로파일 모델.....	4 4
그림 3.13 직류 배전시스템의 전력 흐름도.....	4 5
그림 3.14 에너지 스케줄링을 위한 과정.....	4 7
그림 3.15 에너지 관리 최적화를 위한 동적 계획법 예시.....	5 0
그림 3.16 에너지 소비 계산을 위한 Matlab/Simulink 모델.....	5 5
그림 3.17 운영 알고리즘 적용 시 전압 변동.....	5 6
그림 3.18 운영 알고리즘에 따른 SOC 변화.....	5 7
그림 3.19 PV 컨버터의 제어 블록 다이어그램.....	5 8
그림 3.20 PV 컨버터의 V-I 특성 곡선.....	5 9
그림 3.21 ESS 컨버터의 제어 블록 다이어그램.....	6 1
그림 3.22 ESS 컨버터의 V-I 특성 곡선.....	6 3
그림 3.23 컨버터 정격을 고려한 배터리 전압과 전류의 제한 영역.....	6 4

그림 3.24 AC 컨버터의 제어 블록 다이어그램.....	6 5
그림 3.25 AC 컨버터의 V-I 특성 곡선.....	6 5
그림 3.26 부하 변동에 따른 모의실험 결과 (Load step change: 500W → 1kW at 0.5s).....	6 7
그림 3.27 EMS의 전력 스케줄링 명령에 따른 모의실험 결과 (P_{ref} change: 1kW → -500W at 0.5s).....	6 9
그림 3.28 계통 분리 시 모드 전환 모의실험 결과 (AC grid disconnected at 0.5s, AC Load : 100Ω).....	7 0
그림 4.1 PV용 2상 인터리빙 부스트 컨버터 회로.....	7 1
그림 4.2 MPPT 제어 모드에서 등가 회로.....	7 2
그림 4.3 PV 컨버터의 MPPT 제어 모드에서 소신호 블록 다이어그 램.....	7 4
그림 4.4 태양광 패널의 특성 곡선.....	7 5
그림 4.5 태양광 패널이 연결된 PV 컨버터의 MPPT 제어 모드 소 신호 블록 다이어그램.....	7 6
그림 4.6 태양광 패널이 포함된 PV 컨버터의 MPPT 제어 모드의 간략화 한 소신호 블록 다이어그램.....	7 6
그림 4.7 태양광 패널의 소신호 특성 곡선.....	7 8
그림 4.8 MPPT 제어 모드에서 소신호 저항값(동작점)에 따른 G_{id}	7 9
그림 4.9 Off-MPPT 제어(출력 전압 제어) 모드에서 단일 모듈 등 가 회로.....	8 0
그림 4.10 PV 컨버터의 off-MPPT 제어 모드에서 소신호 블록 다이 어그램.....	8 2
그림 4.11 태양광 패널이 연결된 PV 컨버터의 off-MPPT 제어 모 드 시.....	8 3
그림 4.12 태양광 패널이 포함된 PV 컨버터의 off-MPPT 제어 모 드에서 간략화 한 소신호 블록 다이어그램.....	8 3
그림 4.13 Off-MPPT 제어 모드에서 소신호 저항값(동작점)에 따른 G_{id}	8 5
그림 4.14 제어 모드에 따른 컨버터의 출력 임피던스의 보드 선도.	8 6
그림 4.15 ESS용 2상 인터리빙 동기 벡-부스트 컨버터 회로...	8 7
그림 4.16 ESS용 컨버터의 소신호 블록 다이어그램.....	8 9
그림 4.17 AC 단상 풀브리지 컨버터 회로.....	9 1
그림 4.18 인버터 모드에서 단일 모듈 등가 회로.....	9 2
그림 4.19 인버터 모드에서 소신호 블록 다이어그램.....	9 2
그림 4.20 독립운전 모드에서 단일 모듈 등가 회로.....	9 4

그림 4.21 독립운전 모드에서 소신호 블록 다이어그램.....	9 4
그림 4.22 직류 버스전압 제어 모드에서 단일 모듈 증가 회로.....	9 6
그림 4.23 직류 버스전압 제어 모드에서 소신호 블록 다이어그램.....	9 6
그림 4.24 MPPT 모드의 소신호 제어 블록 다이어그램.....	9 8
그림 4.25 Off-MPPT 모드의 소신호 제어 블록 다이어그램....	1 0 0
그림 4.26 ESS 컨버터의 소신호 제어 블록 다이어그램.....	1 0 2
그림 4.27 독립운전 모드의 소신호 제어 블록 다이어그램..	1 0 5
그림 4.28 직류 버스전압 제어 모드에서 소신호 블록 다이어그램.....	1 0 7
그림 4.29 전류루프의 보드 선도.....	1 1 2
그림 4.30 MPPT 전압루프의 보드 선도.....	1 1 3
그림 4.31 Off-MPPT 전압루프의 보드 선도.....	1 1 4
그림 4.32 부하 변동에 따른 버스 전압 모의 실험 결과.....	1 1 5
그림 4.33 SLPB78216216H Li-polymer 배터리 셀 특성[90].....	1 1 6
그림 4.34 배터리 상태와 충방전 전력에 따른 G_{id}	1 1 7
그림 4.35 ESS 컨버터 전류루프의 보드 선도.....	1 1 7
그림 4.36 ESS 컨버터 전압루프의 보드 선도.....	1 1 9
그림 4.37 오프셋 전압루프의 보드 선도.....	1 2 0
그림 4.38 ESS컨버터의 EMS 동작 시뮬레이션 결과.....	1 2 0
그림 4.39 $D_{ab}=0.58$ 인 경우, 부하에 따른 G_{id}	1 2 1
그림 4.40 전력 1kW 인 경우 시비율에 따른 G_{id}	1 2 2
그림 4.41 전류루프의 보드 선도.....	1 2 3
그림 4.42 독립운전 모드에서 전압루프의 보드 선도.....	1 2 4
그림 4.43 직류 버스전압 모드에서 전압루프의 보드 선도..	1 2 5
그림 4.44 PLL 제어 블록 다이어그램.....	1 2 6
그림 5.1 직렬 연결된 서브 시스템.....	1 2 8
그림 5.2 입출력 임피던스의 보드선도와 T_m 의 나이키스트 선도...	1 3 0
그림 5.3 안정도 판별법에 따른 금지 영역[97].....	1 3 0
그림 5.4 직류 배전 시스템의 연결과 등가 구조.....	1 3 2
그림 5.5 PV 컨버터의 동작 모드에 따른 출력 임피던스 보드 선도.....	1 3 4
그림 5.6 PV 컨버터의 off-MPPT 모드에서 드롭게인 변화에 따른 출력 임피던스 보드 선도.....	1 3 5
그림 5.7 Off-MPPT 모드에서 드롭게인에 따른 부하 변동 모의 실험 결과.....	1 3 6

그림 5.8 ESS 컨버터의 드롭게인 변화에 따른 출력 임피던스 보드 선도.....	1 3 7
그림 5.9 AC 컨버터의 동작 모드에 따른 출력 임피던스 보드 선도.	1 3 8
그림 5.10 정전력 부하의 V-I 특성 곡선.....	1 3 9
그림 5.11 정전력 부하의 임피던스 보드선도.....	1 4 0
그림 5.12 Z_s , Z_L , Z_{BUS} 의 보드 선도.....	1 4 1
그림 5.13 버스 임피던스(Z_{bus})의 나이키스트 경로.....	1 4 1
그림 5.14 부하 변동에 따른 모의 실험 결과 (Load step change : 500W \rightarrow 1kW at 0.5s).....	1 4 2
그림 5.15 필터가 고려된 간략화 된 직류 배전 시스템 구조.	1 4 2
그림 5.16 필터를 고려한 임피던스의 보드 선도.....	1 4 3
그림 5.17 Passivity 를 위반한 버스 임피던스(Z_{bus})의 나이키스트 contour.....	1 4 4
그림 5.18 Passivity조건을 위반한 경우 부하 변동에 따른 모의 실험 결과 (Load step change: 500W \rightarrow 1kW at 0.5s).....	1 4 5
그림 5.19 다중 전원이 연결된 직류 배전 시스템 임피던스의 보드 선도.....	1 4 6
그림 5.20 다중 전원이 연결된 직류 배전 시스템의 부하 변동에 따른 모의 실험 결과 (Step load change: 500W \rightarrow 1kW at 0.5s)....	1 4 6
그림 5.21 부하 임피던스의 크기에 따른 버스 임피던스(Z_{bus})의 변 화.....	1 4 8
그림 5.22 정전력과 부하 곡선.....	1 5 0
그림 5.23 필터가 포함된 전원단의 임피던스 (Z_s).....	1 5 1
그림 5.24 부하 증가에 따른 안정도 모의 실험 결과.....	1 5 2
그림 5.25 부하 급변에 따른 안정도 모의 실험 결과(Load step change: 7kW \rightarrow 7.2kW at 1s).....	1 5 3
그림 5.26 직류 배전 시스템의 기본 접지 방식[101].....	1 5 7
그림 5.27 IT 시스템의 사고 종류.....	1 5 8
그림 5.28 일반적인 승강압형 배전 구조의 단락사고.....	1 6 0
그림 5.29 사고 전류 차단이 가능한 컨버터 구조.....	1 6 1
그림 5.30 보호 장치를 포함한 직류 배전 시스템 구조.....	1 6 2
그림 5.31 직류 배전 시스템의 단락 사고.....	1 6 3
그림 5.32 F1 사고 시 태양광 패널 전압, 전류.....	1 6 4
그림 5.33 사고 임피던스와 태양광 패널의 특성 곡선.....	1 6 4
그림 5.34 F1 사고 시 컨버터의 출력 전압 및 전류.....	1 6 5

그림 5.35 F2 사고 시 컨버터의 출력 전압 및 전류.....	1 6 6
그림 5.36 F3 사고 시 컨버터의 출력 전압 및 전류.....	1 6 7
그림 5.37 F4 사고 시 컨버터의 출력 전압 및 전류.....	1 6 8
그림 6.1 실험 세트 구성.....	1 7 0
그림 6.2 실험 세트 사진.....	1 7 2
그림 6.3 기상 조건에 따른 태양광 패널의 V-I 특성 곡선....	1 7 3
그림 6.4 MPPT 제어 시 전압, 전류 파형.....	1 7 4
그림 6.5 MPPT 제어 시 일사강도 변화에 따른 전압, 전류 파형...	1 7 5
그림 6.6 Off-MPPT 제어 시 부하 변동에 따른 동작 파형.....	1 7 5
그림 6.7 배터리 방전 전류 지령치에 대한 제어 응답 실험 결과.	1 7 6
그림 6.8 배터리 충전 전류 지령치에 대한 제어 응답 실험 결과.	1 7 7
그림 6.9 자율 제어 모드의 부하 변동 실험 결과(I_{dc} : 0.1A \rightarrow 2.25A \rightarrow 1A).....	1 7 8
그림 6.10 직류 전압 제어 모드 동작 실험 결과.....	1 7 9
그림 6.11 직류 전압 제어 모드의 부하 변동 실험 결과(I_{dc} = 0.5A \rightarrow 2A \rightarrow 1A).	1 8 0
그림 6.12 오프셋 보상이 추가된 직류 전압 제어 모드의 부하 변동 실험 결과.....	1 8 1
그림 6.13 교류 버스의 독립 운전 모드 동작 실험 결과.....	1 8 2
그림 6.14 시스템 동작 모드의 상태 천이도.....	1 8 4
그림 6.15 State 111 동작 시 부하 변동 실험 결과(P_{dc} : 400W \rightarrow 1kW \rightarrow 600W).	1 8 5
그림 6.16 State 112 동작 시 배터리 충방전 전력 지령 변동 실험 결과.....	1 8 7
그림 6.17 State 211 동작 시 부하 변동에 따른 실험 결과.....	1 8 9
그림 6.18 State 211 동작 시 무부하 실험 결과.....	1 9 0
그림 6.19 State 223 동작 시 부하 변동 실험 결과(P_{dc} : 100W \rightarrow 500W \rightarrow 300W).	1 9 2
그림 6.20 AC 컨버터 모드 변환 실험 결과 (i : 1 \rightarrow 2).....	1 9 4
그림 6.21 PV 컨버터 모드 변환 실험 결과 (j : 1 \rightarrow 2).	1 9 6
그림 6.22 ESS 컨버터 모드 변환 실험 결과 (k : 1 \rightarrow 2).....	1 9 7
그림 6.23 컨버터 고장 시 과도 응답 실험 결과 (i, j, k : 1 or 2 \rightarrow 3).	1 9 9
그림 6.24 컨버터 추가 시 과도 응답 실험 결과 (j : 3 \rightarrow 1)...	2 0 0

기호 및 약어

AR: Auto Regressive, 자기 회기

DP: Dynamic Programming, 동적 계획법

DSO: Distribution System Operator, 배전 시스템 운영자

EMS: Energy Management System, 에너지 관리 시스템

MPPT: Maximum Power Point Tracking, 최대 전력점 추종

PCC: Point of Common Coupling, 공통 연계점

RPS: Renewable Portfolio Standard, 신재생에너지 공급의무화

SOC: State of Charge, 배터리의 에너지 충전상태

SOH: State of Health, 배터리의 노화 상태

SVM: Support vector machine

TSO: Transmission System Operator, 송전 시스템 운영자

C_{elec} : 전기 요금 [원/kWh]

C_{pv} : PV 컨버터 입력 캐패시턴스 [F]

d : 스위치의 시비율

\hat{d} : 스위치 시비율의 소신호 변동성분

d_{ab} : H 브릿지의 시비율

D_{ab} : 정상상태에서 H 브릿지의 시비율

\hat{d}_{ab} : H 브릿지 시비율의 소신호 변동성분

$\Delta v_{offset,EMS}$: EMS 명령에 따른 전압 지령 변화량 [V]

$\Delta v_{offset,SOC}$: SOC에 따른 전압 지령 변화량 [V]

G_{ic} : \hat{i}_c 에 대한 \hat{i}_L 변화

G_{icb} : \hat{i}_{cb} 에 대한 \hat{i}_L 변화

G_{id} : \hat{d} 에 대한 \hat{i}_L 변화

G_{id_sa} : 태양광 어레이의 소신호 성분이 포함된 경우 \hat{d} 에 대한 \hat{i}_L 변화

G_{ig} : \hat{v}_g 에 대한 \hat{i}_L 변화

G_{ig_cl} : 전류 루프에 의해 닫힌 G_{ig}

$G_{ig_cl_v}$: 전압 루프에 의해 닫힌 G_{ig_cl}

G_{ig_sa} : 태양광 어레이의 소신호 성분이 포함된 경우 \hat{v}_g 에 대한 \hat{i}_L 변화

G_{ii} : \hat{i}_o 에 대한 \hat{i}_L 변화

G_{ii_cl} : 전류 루프에 의해 닫힌 G_{ii}

$G_{ii_cl_v}$: 전압 루프에 의해 닫힌 G_{ii_cl}

G_{ii_sa} : 태양광 어레이의 소신호 성분이 포함된 경우 \hat{i}_o 에 대한 \hat{i}_L 변화

G_{ivac} : AC 컨버터의 \hat{v}_{ac} 에 대한 \hat{i}_L 변화

G_{ivdc} : AC 컨버터의 \hat{v}_{dc} 에 대한 \hat{i}_L 변화

G_{ivdc_cl} : 전류 루프에 의해 닫힌 G_{ivdc}

$G_{ivdc_cl_v}$: 전압 루프에 의해 닫힌 G_{ivdc_cl}

G_p : 시지연 전달함수

G_{vc} : \hat{i}_c 에 대한 \hat{v}_o 변화

G_{vcb} : \hat{i}_{cb} 에 대한 \hat{v}_o 변화

G_{vd} : \hat{d} 에 대한 \hat{v}_o 변화

G_{vd_sa} : 태양광 어레이 소신호 성분이 포함된 경우 \hat{d} 에 대한 \hat{v}_o 변화

G_{vg} : \hat{v}_g 에 대한 \hat{v}_o 변화

G_{vg_sa} : 태양광 어레이 소신호 성분이 포함된 경우 \hat{v}_g 에 대한 \hat{v}_o 변화

G_{vi} : \hat{i}_o 에 대한 \hat{v}_o 변화

G_{vi_cl} : 전류 루프에 의해 닫힌 G_{vi}

$G_{vi_cl_v}$: 전압 루프에 의해 닫힌 G_{vi_cl}

$G_{vi_cl_vp}$: 전압 오프셋 루프에 의해 닫힌 $G_{vi_cl_v}$

G_{vi_sa} : 태양광 어레이 소신호 성분이 포함된 경우 \hat{i}_o 에 대한 \hat{v}_o 변화

G_{vpv} : C_{pv} 캐패시터 전류에 대한 태양광 어레이 전압 \hat{v}_s 변화

G_{vdc} : \hat{v}_{dc} 에 대한 \hat{v}_{ac} 변화

G_{vdc_cl} : 전류 루프에 의해 닫힌 G_{vdc}

$G_{vdc_cl_v}$: 전압 루프에 의해 닫힌 G_{vdc_cl}

H_i : 전류 제어 보상 이득

H_p : 전압 오프셋 제어 보상 이득

H_v : 전압 제어 보상 이득

i_{ac} : 교류 버스 전류 [A]

i_{bat} : 배터리 충방전 전류 [A]

I_{bat_max} : 배터리 최대 방전 전류 [A]

I_{bat_min} : 배터리 최대 충전 전류 [A]

\hat{i}_{cb} : 전압 루프의 소신호 제어 신호

i_{dc} : 직류 부하의 전류 [A]

I_{inj} : 버스 입력 전류 [A]

$I_{L,max}$: 최대 인덕터 전류 지령

$I_{L,min}$: 최소 인덕터 전류 지령

$i_{L,ref}$: 인덕터 전류 지령 [A]

\hat{i}_L : i_L 의 소신호 변동성분 [A]

i_o : 컨버터의 출력 전류 [A]

I_o : i_o 의 DC 성분 [A]

$i_{o,ac}$: AC 컨버터 출력 전류 [A]

$i_{o,ess}$: ESS 컨버터 출력 전류 [A]

$i_{o,pv}$: PV 컨버터 출력 전류 [A]

i_{pv} : 태양광 어레이 전류 [A]

$i_{ref,MPPT}$: PV 컨버터 MPPT 제어 모드에서 인덕터 전류 지령 [A]

$i_{ref,CV}$: PV 컨버터 off-MPPT 제어 모드에서 인덕터 전류 지령 [A]

I_{rpv} : 일사강도 [KW/m²]

i_{util} : 계통으로부터 유입되는 전류 [A]

J : 에너지 스케줄링 최적화를 위한 비용 함수

J_1 : 전기 요금을 고려한 비용함수

J_2 : 배터리 사용을 고려한 비용함수

K_d : 드롭 계인

L : 컨버터 인덕턴스 [H]

η_{bat} : ESS 컨버터 효율

η_c : 태양광 어레이의 발전 효율

P_{bat} : 배터리 소비 전력 [W]

$P_{bat,ref}$: 배터리 충방전 전력 지령 [W]

P_{bat_dc} : ESS 컨버터 출력 전력 [W]

P_{bat_max} : ESS 컨버터 최대 정격 전력 [W]

P_{bat_min} : ESS 컨버터 최소 정격 전력 [W]

P_{cr_load} : 중요 부하의 소비 전력 [W]

P_{grid} : 계통 소비 전력 [W]

P_{grid_dc} : AC 컨버터 출력 전력 [W]

P_{grid_max} : AC 컨버터 최대 정격 전력 [W]

P_{grid_min} : AC 컨버터 최소 정격 전력 [W]

P_{load} : 시스템 전체 부하량 [W]

P_{or_load} : 일반 부하의 소비 전력 [W]

P_{pv} : 태양광 어레이 발전 전력 [W]

P_{pv_dc} : PV 컨버터 출력 전력 [W]

Q : quality factor

$r_{C_{pv}}$: C_{pv} 의 기생 저항 [Ω]

r_{sa} : 태양광 어레이 소신호 저항 [Ω]

SOC_{max} : 최대 허용 SOC 레벨

SOC_{min} : 최소 허용 SOC 레벨

$State\ ijk$: AC 컨버터, PV 컨버터, ESS 컨버터의 동작 모드

T_i : 전류 제어 루프 이득

T_m : 서브 시스템의 내부 루프 이득

T_{sa} : 태양광 어레이의 소신호를 포함한 내부 루프 이득

T_v : 전압 제어 루프 이득

v_{ac} : 교류 버스 전압 [V]

$v_{ac,ref}$: 교류 버스 전압 지령 [V]

v_{bat} : 배터리 전압 [V]

v_{bus} : 직류 버스 전압 [V]
 v_c : PWM 제어 신호
 \hat{v}_c : 캐패시터 전압에 대한 소신호 변동 [V]
 v_{dc} : 직류 버스 전압 [V]
 $v_{dc,ref}$: 직류 버스 전압 지령 [V]
 \hat{v}_{dc} : v_{dc} 전압에 대한 소신호 변동 [V]
 v_o : 컨버터 출력 전압 [V]
 $v_{o,ref}$: 컨버터 출력 전압 지령 [V]
 v_{offset} : 무부하 시 직류 버스 전압 지령[V]
 v_{pv} : 태양광 어레이 전압 [V]
 $v_{s,ref}$: 태양광 어레이 전압 지령 [V]
 v_{sw} : AC 컨버터 폴 간 전압 [V]
 \hat{v}_s : 태양광 어레이 전압에 대한 소신호 변동
 v_{util} : 상용 계통 전압 [V]
 ω_0 : 공진 주파수 [rad/s]
 Z_{bus} : 직류 버스의 등가 임피던스 [Ω]
 Z_{fault} : 사고 임피던스 [Ω]
 Z_i : 컨버터의 입력 임피던스 [Ω]
 Z_L : 부하 측 임피던스 [Ω]
 Z_o : 컨버터의 출력 임피던스 [Ω]
 $Z_{o_cl_v}$: 전압 루프에 의해 닫힌 출력 임피던스 [Ω]
 Z_{o_sa} : 태양광 어레이 소신호를 포함한 컨버터의 출력 임피던스 [Ω]
 Z_s : 전원 측 임피던스 [Ω]

제 1 장 서론

1.1 연구의 배경

전기 에너지에 대한 수요 증가와 신뢰성 향상에 대한 요구가 늘어남에 따라 소규모 발전과 에너지 저장 장치를 포함하는 분산 전원 시스템에 대한 관심이 증가하고 있다. 분산 전원 시스템은 기존의 대규모 발전을 통해 넓은 지역에 전력을 공급하는 중앙 집중식 전력 공급방식과 달리 전력 수요자 인근에 설치 가능한 소규모 발전 설비를 이용하여 소비자에게 전력을 공급하는 방식이다. 이는 그 특성상 전원의 다양화로 인한 시스템의 신뢰성 향상을 가능하게 할 뿐 아니라 에너지 불균형 해소 및 확장 용이성 등의 장점을 지니고 있다. 또한 소규모 전력 사용자의 경우 멀리서 전력을 가져오기 위한 설비를 줄이고 인근 분산 발전을 통해 그 수요를 감당할 수 있어 비용 절감에 효과적이며 에너지 자립도 향상과 낮은 배전 손실을 특징으로 갖는다. 그 밖에도 전력 변환기의 사용을 기반으로 하는 분산 전원 시스템은 사고 시 빠른 차단으로 전력 품질을 향상시킬 수 있으며 지능적인 에너지 관리 및 수요 반응 서비스 제공이 가능하기 때문에 전력 피크 문제 해결이 가능하다[1]-[4].

이와 더불어 최근에는 지구 온난화와 자원고갈 등의 환경 문제가 대두되면서 태양광이나 풍력과 같은 신재생 에너지를 포함하는 분산 발전에 관한 연구가 활발해지고 있다[5]-[8]. 국제에너지기구(IEA)는 그림 1.1과 같이 신재생 에너지 발전량이 전세계적으로 증가할 것으로

전망하고 있으며 한국의 경우는 신재생 에너지의 보급 목표를 2030년까지 1차 에너지원 대비 11%로 정하고, 이를 위해 2012년부터는 신재생 에너지 공급의무화(RPS) 제도를 시행하고 있다[9]-[10], [48]. 신재생 에너지 발전을 활용하게 될 경우 일사강도와 풍속의 간헐적인 특성으로 발전량이 불규칙하게 되며, 따라서 안정적인 전력 공급과 높은 전력 품질의 전기를 공급하기 위해서 에너지 저장 장치가 함께 구성되는 것에 관한 연구가 많이 진행되었다.

배터리 같은 에너지 저장장치와 태양광, 연료 전지 같은 신재생 에너지원의 출력은 대부분 직류의 형태로 공급되며 따라서 생산된 전력을 교류 그리드로 전달하기 위해서는 dc/dc 컨버터와 dc/ac 컨버터를 통한 다중 전력 변환 과정이 필요하다. 또한 내부적으로 직류를 사용하는 부하에 전력을 공급하기 위해 다시 역변환 과정을 필요로 하며 이는 불필요한 전력 손실을 초래하게 된다. 그러한 이유로 직류 배전 시스템을 이를 해결하기 위한 대안으로써 재조명되고 있다[11]-[15].

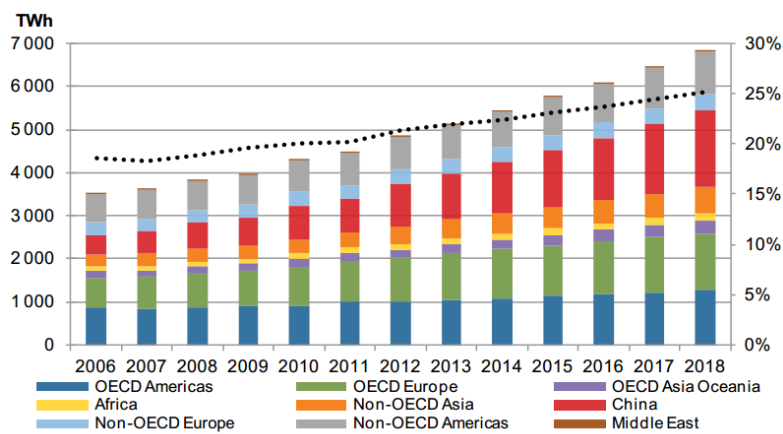


그림 1.1 신재생 에너지 발전의 현황 및 전망[9].

Fig.1.1 Status and prospects of the renewable energy source generation[9].

직류 시스템은 전력 변환 장치를 사용하여 각각의 전원이나 에너지 저장장치를 직류 버스에 통합한 전력 시스템으로써 기존 교류 시스템에 비해 많은 장점을 가진다. 첫째, 직류 시스템은 전력 변환 과정의 간소화로 시스템의 효율 향상뿐 아니라 높은 신뢰성을 제공할 수 있다. 둘째, 기존 교류 시스템과 달리 다양한 전원 간의 주파수 동기화 문제가 완화되고 시스템 구성이 용이하며, 고조파나 무효 전력 소비에 의한 영향은 고려하지 않아도 된다. 그 밖에 전력 변환 장치를 통하여 전력 시스템이 연계되기 때문에 전력 품질 관리와 사고에 대한 감시 혹은 차단에 용이하다는 특징이 있다[14]-[19]. 이러한 장점과 더불어 직류를 전원으로 사용하는 통신장비 등의 전자 부하, LED 조명 부하 혹은 속도제어를 요하는 모터와 같은 인버터 부하의 증가 추세는 직류 배전 시스템에 대한 관심을 더욱 커지게 하고 있다[20]. 이와 같은 관심은 에너지 저감 효과와 함께 효율성 분석, 토폴로지, 아키텍처 그리고 보호 장치 등에 대한 다양한 연구로 이어지고 있다[16], [20]-[26]. 그 중 직류 배전 시스템의 운영 및 제어는 신뢰성과 효율성에 직결되는 요소로 높은 전력 품질에 대한 요구가 증가함에 따라 그 중요성이 더욱 커지고 있다[13], [27]-[30].

이와 같이 차세대 직류 마이크로그리드 시스템은 계통 전원, 여러 분산 전원과 에너지 저장 장치 등 다양한 종류의 전원을 포함한 구성 요소들이 전력변환장치를 통해서 직류 버스에 연결되는 것이 일반적인 구조이다. 이러한 직류 시스템의 안정적이고 효율적인 동작을 위해 개별 컨버터의 동작뿐 아니라 통합된 시스템의 동작 모드와 운영 전략이 함께

고려되어야 한다. 따라서 주어진 전원과 부하 조건에서 안정적이고, 효율적인 자원 활용을 위해 비교적 장기적 관점의 시스템 운영 계획이 수립되어야 한다. 또한 운영 계획을 효과적으로 구현할 수 있는 제어 기술이 역시 뒷받침되어야 한다.

먼저 직류 배전 시스템의 운영을 위한 제어전략의 경우 순시적으로는 전력 균형을 유지하면서 안정적인 전압을 제공하는 것과 장기적으로는 높은 공급 신뢰도와 에너지의 효율적 운영을 목표로 한다. 이를 위해 공급 측면에서는 신재생 에너지 발전을 최대화하고 에너지 저장장치나 제어 가능한 발전으로부터 부족한 전력을 공급함으로써 능동적으로 시스템의 안정적인 운영을 유지할 수 있다[25], [31]-[32]. 이 경우 에너지 저장 장치의 역할이 특히 중요한데, 이는 신재생 에너지로부터 발생한 잉여 전력을 저장하고, 발전량이 부하가 요구하는 경우보다 부족할 때 전력을 공급하는 역할을 한다. 이러한 에너지 저장장치는 저장 상태의 스케줄링을 통해 전력 공급 신뢰도를 향상 시키거나 운영 비용을 저감시킬 수 있으며, 이와 관련한 다양한 목적의 최적화 전략 또한 활발히 연구되고 있다[33]-[35].

수립된 운영 계획을 안정적으로 구현하기 위해서 다양한 제어 방법들이 제안되었다. 먼저 중앙 제어 방법은 고속통신망을 통해 전달받은 정보를 토대로 각각의 전원단의 운전 모드와 전력 흐름을 결정하여 각 로컬 제어기로 명령을 전달한다. 이 방법은 신재생 에너지의 활용도 최대화 및 효율적 에너지 관리를 비교적 간단하게 달성할 수 있다는 장점을 갖는다. 하지만 컨버터 고장이나 시지연 및 정보 누락 시 시스템의 운영에

치명적인 영향을 줄 수 있기 때문에 신뢰성이 낮다는 단점이 있다. 다른 방법으로는 통신선 없이 로컬 컨버터가 독립적으로 전압을 제어하는 분산 제어로 높은 신뢰성과 확장성을 갖고 있지만 레귤레이션 성능이 좋지 않으며 에너지 관리의 최적화가 어렵다는 한계를 지니고 있다. 이러한 문제를 극복하기 위해 DC Bus Signaling (DBS)와 같은 하이브리드 제어 방법이 연구되고 있다[36]-[41].

하지만 직류 시스템의 제어와 관련된 대부분의 연구들은 부하 또는 공급의 개별적 측면에 대해 다루고 있다. 그러므로 신재생 에너지원과 에너지 저장장치 등 여러 종류의 전원이 통합된 시스템에 대한 분석이 부족한 실정이다. 특히 최근 전력 품질과 직결되는 안정도 판별의 경우는 단일 전원에 대한 연구 위주로 진행되어 왔다[42]-[46]. 따라서 통합적인 시스템의 운영 및 제어에 대한 연구가 더욱 요구되는 실정이며 신뢰성 확보를 위해 직류 시스템의 안정도 분석과 사고 분석 등의 문제 또한 신중히 고려되어야 한다.

1.2 연구의 목적 및 범위

본 논문에서는 신재생 에너지원과 에너지 저장장치를 포함하는 직류 시스템의 특징을 기존 교류 시스템과 비교 분석하고 전원 특성과 제어 등 통합 시스템에 관한 연구를 위해 소규모 직류 배전 시스템의 구성과 동작을 제시한다. 제안한 직류 배전 시스템은 계통 연계 모드와 독립 운전 모드로 동작하며, 다양한 전원 및 부하 조건에서 효율적이고 안정적인 시스템의 운영을 위해 장기적인 에너지 관리 전략과 함께 순시적인 전력 균형 측면에서 전압 드롭 기반의 제어 방법을 제안한다. 또한 소신호를 이용한 안정도 해석을 통해 안정적인 전압 유지를 보장하는 시스템의 설계 가이드를 제시하고 직류 배전 시스템의 전력 품질 향상을 위해 계통 사고 시 차단이나 보호 장치와 관련한 현실적인 문제에 대해 논의한다. 마지막으로 모의 실험과 하드웨어 실험을 통해 다양한 조건에서의 안정적인 동작과 제안한 방법의 타당성을 검증한다.

직류 배전 시스템의 적절성을 검증하고 통합에 관한 이슈를 다루기 위해 그 특징을 비교 분석하며, 다양한 전원과 에너지 저장장치로 구성된 소규모 직류 배전 시스템을 제안하고 동작을 살펴본다. 시스템의 동작은 계통 연계 모드와 독립 운전 모드 모두에서 가능하도록 하여 정전과 같은 사고 상황에서도 전력 시스템이 높은 신뢰도를 유지할 수 있도록 한다.

전력 시스템 운용 및 제어전략의 목표는 효율적인 에너지 운용과 안정적인 전력 공급 유지이며 이를 위해 제어는 계층적으로 나누어

동작한다. 첫째 상위 제어에서 장기적 운영 측면의 에너지 관리를 위한 제어 전략을 제시한다. 에너지 스케줄링은 신뢰성이 적절히 만족되는 범위 내에서 운영비용이 최소화 되는 것을 목표로 이루어진다. 이를 위해 모니터링과 각종 예측이 시도될 수 있으며 동적 계획법(Dynamic programming, DP)을 이용하여 최적 스케줄링을 결정한다. 스케줄링 명령은 로컬 제어기로 전달되며, 로컬 제어기에서는 서로 독립적으로 동작하면서 상위 제어 명령을 수행한다. 상위 명령 수행과 동시에 신뢰성을 향상시키기 위해 가변 전압 드롭 제어를 기반으로 한 방법이 제안되며, 각 구성요소의 상태나 부하 조건에 따른 정상상태 해석을 통하여 회로의 동작 특성을 분석하고 안정적인 설계 조건을 제시한다.

또한 제안한 직류 배전 시스템의 전력 품질 연구의 일환으로 제어기 설계와 안정도 판별을 위해 소신호를 분석한다. 소신호 분석은 각 전원의 특성과 제어 구조를 고려하여 수행되며 이를 바탕으로 여러 시스템이 병렬로 연결된 구조에서 시스템 간의 간섭을 피하고 버스 전압의 안정도를 보장하는 방법에 대해 논의한다. 더불어 사고 분석과 함께 여러 동작들이 전력 품질에 미치는 영향을 살펴봄으로써 제안한 방법의 적절성을 확인하며 시스템 운영에 관한 현실적인 문제를 논의한다.

제안한 방법의 검증을 위해서 Matlab/Simulink를 이용한 소프트웨어 테스트 베드를 제작하고 모의 실험을 수행함으로써 장기적 에너지 관리 전략의 타당성과 순시 전력 제어의 적절성을 보인다. 또한 하드웨어 시스템 장치를 구축하고 다양한 조건에서 과도 상태 및 정상 상태의 실험 결과를 제시하고 이를 분석함으로써 제안한 방법의 타당성을 검증한다.

1.3 논문의 구성

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다.

2장에서는 직류 시스템의 특징을 기존 교류 시스템과 비교 분석하고, 소규모 직류 배전 시스템의 기본 구성과 동작을 설명한다.

3장에서는 직류 배전 시스템의 운용 및 제어 전략을 제안한다. 신재생 에너지의 활용도를 높이고 시스템을 효율적으로 운영하기 위한 에너지 관리 알고리즘과 시스템의 안정적인 전압 유지와 동작을 위해 드롭 특성을 포함한 계층적 제어 전략을 제시한다.

4장에서는 3장에서 제안된 제어 방법을 구현하기 위한 핵심요소인 컨버터의 제어기 설계가 이루어진다. 이를 위해 각 전원의 특성과 제어 구조를 고려한 컨버터의 소신호 분석이 이루어지며 이는 5장에서 안정도 해석을 위한 기반 모델로 사용된다.

5장에서는 4장에서 설계된 제어기를 기반으로 통합된 시스템의 동작을 확인하고, 시스템의 전력 품질과 관련된 안정도 해석을 시도한다. 또한 다양한 전원과 부하로 구성된 직류 배전 시스템 동작 시 고려해야 할 현실적인 문제점이나 사고 상황에 대해 논의한다.

6장에서는 제안한 직류 시스템의 동작과 제어 방법 검증을 위해 시스템을 구축하고 하드웨어 실험을 실시한다. 다양한 조건 및 모드 of 정상 상태와 과도 상태 실험을 통해 제안한 직류 시스템의 운영 및 제어의 타당성을 검증한다.

7장에서는 본 논문의 결론과 향후 과제를 기술한다.

제 2 장 신재생 에너지가 연계된 직류 배전 시스템

2.1 직류 시스템의 특징

전력 시스템이 구성된 초기에 직류 발전은 상대적으로 낮은 전압으로 생산되었기 때문에 장거리 전송에 어려움이 있었다. 반면 교류 전원은 변압기에 의해 쉽게 승강압을 할 수 있어 전력 전달이 용이하였기에 전력 시스템은 교류를 중심으로 발달되어 왔고 직류 시스템의 사용은 소규모 응용범위나 제품 단위에만 영역이 국한되었다. 그러나 최근 반도체 및 전력전자기술의 발달로 효율적인 직류 전압의 승강압이 용이해지고 태양광, 풍력 등과 같은 분산 전원 시스템에 대한 수요가 늘어남에 따라 직류 시스템에 대한 가치가 커지고 있다[11]-[12], [47].

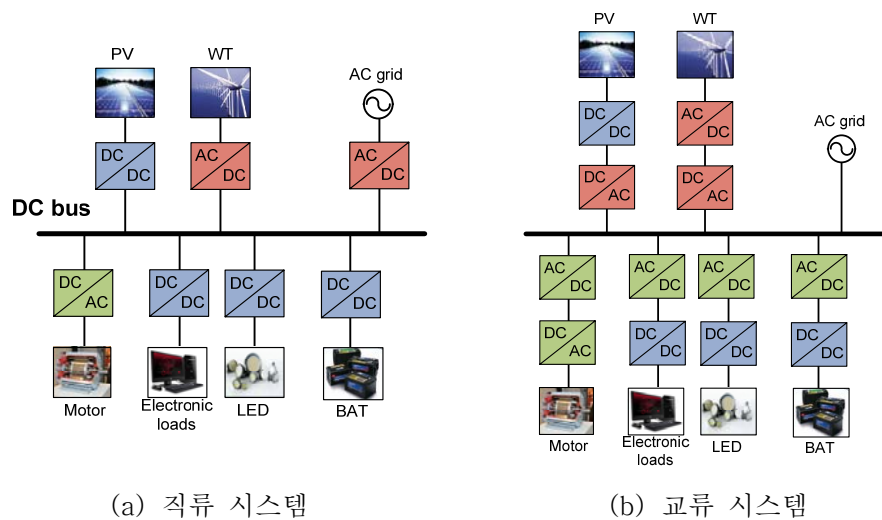


그림 2.1 직류 시스템과 교류 시스템의 기본 구조.

Fig. 2.1 Typical configurations of the DC system and AC system.

그림 2.1은 여러 전원으로 구성된 직류 시스템과 교류 시스템의 기본 구조를 보여주며, 이를 통해 다양한 측면에서 직류 시스템의 잠재적 이득을 확인할 수 있다. 디지털 사회 혹은 정보화 시대가 도래됨에 따라 각종 통신 장비, 서버, 휴대폰, TV 등과 같은 전자부하가 에너지 소비에 차지하는 비중이 점점 늘어나고 있다. 또한 에너지 절감 및 정밀제어를 위해 LED 조명이나 인버터를 이용하는 모터 부하의 사용이 증가하고 있는 추세이다[18], [49]-[50]. 이러한 기기들은 그림 2.1에서도 알 수 있듯이 내부적으로 직류 형태의 전원을 필요로 하며 따라서 기존 교류 시스템에서는 전력을 공급하기 위해 내부적으로 ac/dc 전력 변환 과정을 거치게 되고 이는 손실 증가의 원인이 된다. 하지만 이러한 기기들이 직류 시스템으로부터 전력을 공급 받을 경우 불필요한 전력 변환 과정을 줄일 수 있어 효율의 향상을 꾀할 수 있으며, ac/dc 정류 회로의 제거는 부피 감소와 비용 절감 효과를 가져올 수 있다. 또한 변환 과정의 간소화로 복잡도가 낮아지기 때문에 신뢰성 증가와 수명 연장과 같은 추가적인 이득을 얻을 수도 있다[47]-[64].

태양광이나 연료전지 등을 이용한 분산 발전 시스템의 확대 역시 직류 시스템의 적용 가능성을 높이는 요인이다. 대부분의 신재생 에너지 발전은 직류 형태로 이루어지기 때문에 기존 교류 시스템에서 전력 공급을 위해 dc/dc 와 dc/ac 의 다중 변환을 요구했던 것과 달리 직류 시스템에서는 dc/dc 전력 변환만으로 배전망에 전력 공급이 가능해진다. 즉, 신재생 에너지 발전이 사용되는 경우 역시 에너지 전달 효율 향상을 포함한 직류 배전의 장점을 그대로 가짐을 의미한다. 실제 직류로 구성된

태양광 발전 시스템의 경우 기존 교류 시스템에 연결될 때 보다 25% 이상의 설치비 절감이 가능하며 5-10년 정도의 수명 향상이 가능하다고 알려져 있다[51]. 배터리나 슈퍼 캐패시터와 같은 에너지 저장 장치의 사용에서도 동일한 이유로 직류 시스템이 적용될 경우 많은 이득을 가질 수 있다.

직류 시스템은 마이크로그리드 시스템의 통합, 동작의 용이성 그리고 성능 향상의 결과를 가져올 수도 있다. 직류 시스템은 전력 변환 장치를 통하여 전력망을 연계시키기 때문에 전력 품질 관리와 사고에 대한 감시 혹은 빠른 차단이 용이해지며 이는 신뢰성과 전력 품질의 향상을 의미한다[19], [52]-[53]. 또한 기존 교류 시스템과 달리 주파수 동기화 문제를 완화할 수 있어 다양한 전원의 통합이나 운영 및 전력 관리가 쉬워진다. 더불어 고조파나 무효전력소비가 감소되는 효과를 얻을 수도 있다.

그 밖에 교류 시스템의 경우 전력 전달 시 주파수 성분에 의한 표피효과가 나타나 손실이 증가되는데 반해 직류 시스템에서는 이러한 효과를 무시할 수 있으며 케이블의 송전용량도 상대적으로 늘어나 동일한 케이블을 이용하여 더 많은 전력을 전달할 수 있다. 직류 시스템 사용의 단점으로는 기존 인프라 활용에 제약이 있다는 것이며 교류 시스템이 주기적으로 영전압을 발생시켜 아크 소호가 유리한 반면 직류 시스템은 본질적인 특성상 아크 소화에 어려움이 있다. 하지만 직류 시스템에서도 보호 장치에 대한 연구가 계속 진행되고 있어 이러한 문제는 빠른 시일 내에 극복할 수 있을 것으로 기대된다[23], [54]-[55].

2.2 직류 마이크로그리드의 일반적인 구성

그림 2.2는 분산 발전과 에너지 저장 장치 그리고 다양한 부하군을 포함하는 직류 마이크로그리드의 일반적인 구조를 나타낸다. 직류 그리드는 환경에 따라 PCC (Point of Common Coupling)에서 연결 스위치를 통해 외부의 계통(상용 그리드) 혹은 다른 직류 송배전망과 연결될 수 있으며 ON/OFF 여부에 따라 직류 마이크로그리드는 계통 연계 모드나 독립 운전 모드로 동작할 수 있다. 계통 연계 모드에서 직류 그리드는 이러한 외부 전원을 통해 전력을 공급받거나 혹은 전달할 수 있으며 독립 운전 모드는 사고나 계획 정전의 경우에 동작한다. 하지만 신재생 분산

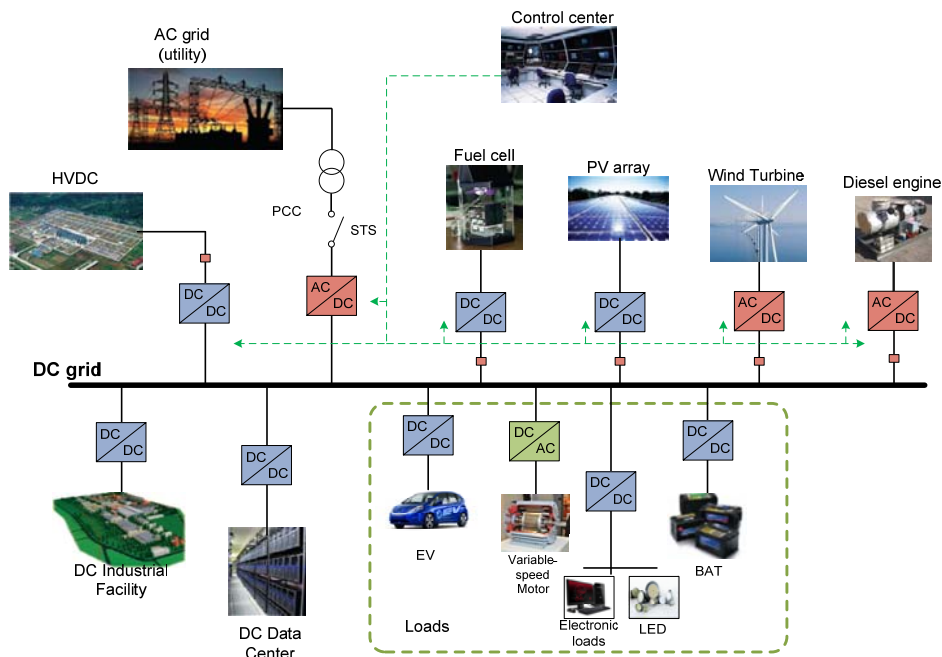


그림 2.2 일반적인 직류 마이크로그리드의 개념도.

Fig. 2.2 The concept of typical DC microgrid.

발전이 아닌 외부 전력의 사용은 운영비용 증가를 의미하며 따라서 직류 그리드의 운영은 부하 가까에서 발생하는 분산전원이 발전 단가가 낮다는 전제를 바탕으로 전력 공급하는 것을 기본원칙으로 한다.

그림 2.2에 보이는 것처럼 분산전원으로는 출력 제어가 불가능한 태양광 발전 시스템, 풍력 발전 시스템과 출력 제어가 가능한 연료전지 혹은 디젤 발전 등이 사용될 수 있다. 태양광이나 풍력을 이용한 신재생 에너지 발전의 경우 무한 자원으로써 이상적으로는 발전 시 운영비용이 발생하지 않기 때문에 발전량이 최대가 되도록 운전하여야 한다. 특히 이러한 신재생 에너지 발전의 경우 일사량이나 풍속 등의 기후 조건에 따라 출력 특성이 변하기 때문에 발전량을 최대화하기 위해서는 MPPT (Maximum Power Point Tracking) 제어가 고려되어야 한다.

신재생 에너지의 간헐적인 발전 특성으로 인한 생산 전력 변동이나, 갑작스런 부하 변동에도 안정적인 전력공급을 보장하기 위해서 배터리나 슈퍼 캐패시터 또는 플라이휠과 같은 에너지 저장 장치가 사용된다. 이는 일종의 에너지 버퍼로써 신재생 에너지로부터 발생한 잉여 전력을 저장하고, 발전량이 부하가 요구하는 양보다 부족할 때 전력을 공급하는 역할을 한다. 에너지 저장 장치는 역할에 따라 두 가지 목적으로 구분되어 사용될 수 있다. 첫째는 단기 정전 동안 전력 품질의 저하 없이 전력을 공급하여 신뢰도를 향상시키기 위한 에너지 버퍼로써 대기 전력용이 목적이며, 둘째, 피크부하 문제를 해결하거나 에너지의 경제적 운영을 위한 목적으로 사용될 수도 있다. 연료전지나 디젤 발전의 경우 신재생 에너지 발전과 달리 발전단가가 상대적으로 높다는 단점이 있지만,

출력 제어가 가능하여 긴급전원으로 사용될 수 있다는 장점이 있기 때문에 주로 장기 정전과 같은 사고 발생시 부하에 안정적인 전력을 공급하기 위한 목적으로 제한하여 사용될 수 있다.

마이크로그리드에는 종류에 따라 주거/교육/산업/상업용 등의 다양한 부하군이 연결될 수 있으며 용량에 따라서 크게는 수백 MW에서 작게는 수 kW 이하로 구성될 수도 있다. 마이크로그리드의 특성상 상용 교류 전원의 사고가 발생한 경우에도 안정적인 전력의 공급이 가능하기 때문에 높은 레벨의 전력품질과 신뢰도를 요구하는 데이터 센터, 반도체 공장이나 자동화 공장, 백화점 등 다양한 산업 시설 또는 상업 시설 그리고 군사용 건물에서 적용가능성이 더욱 높다. 그 밖에도 안정적인 전력 공급을 요구하는 곳이 많으며 이 같은 무정전 시스템이 요구되는 사용 분야를 표2.1에 정리하였다. 삶의 질이 향상되면서 그 공급 신뢰도의 중요성은 더욱 커지며 따라서 안정적인 전압이 요구되는 범위 또한 더욱 넓어질 것으로 예상된다[56]-[58].

표 2.1 무정전 시스템 사용분야
Table 2.1 Area with uninterrupted power supply

구분	해당 관련
컴퓨터	서버, 금융, 증권, 보험 등의 온라인 시스템
방송통신 기기	방송국, 전화교환설비, 무선통신설비 등
관제관리 시스템	항공관제, 교통관제, 전력계통관제 등
공장	반도체 공장, 자동화 공장, 도금 공장 등
병원	수술중인 의료 설비 및 전원 등
기타	백화점, 호텔, 냉동, 연구실, 양계 등

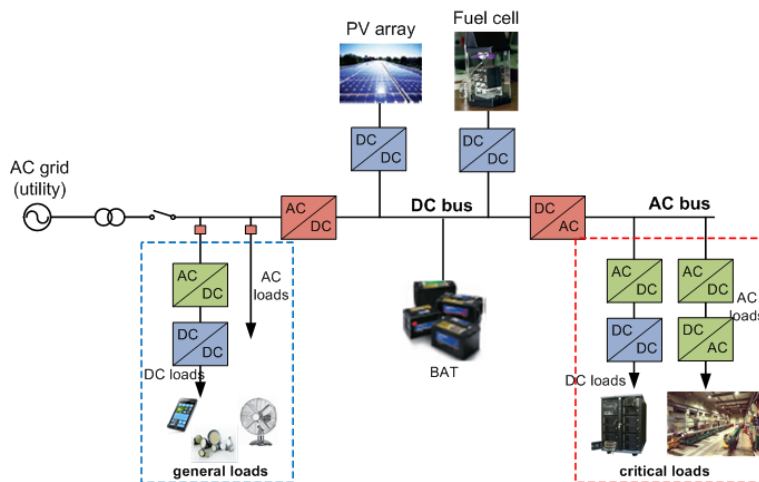
마이크로그리드에서는 중요도, 전력품질 혹은 우선순위에 따라 부하군을 분류하여 관리할 수 있으며, 각각에 다른 레벨의 전력 품질을 제공할 수 있다. 이러한 분류는 수요반응 제어를 시도함으로써 발전과 수요관리를 용이하게 해준다. 예를 들어 산업용/상업용의 중요 부하들은 일시적인 정전조차 허용되어서는 안되지만, 전력 수요가 피크일 때 혹은 정전사고 시에 우선순위가 낮은 부하는 절체될 수 있음을 의미한다.

배전 시스템에 연결되는 전기부하는 그 특성에 따라 전열부하, 모터부하, 전자부하로 분류할 수 있으며 전열부하는 직류 배전 시스템에 직접 연결하여 사용 가능하고, 전자 부하는 다양한 전압을 제공하기 위해 주로 dc/dc 컨버터와 함께 사용된다. 모터부하의 경우 다시 일반 교류 전원과 동기되어 구동되는 모터와 가변속을 위해 인버터를 필요로 하는 모터부하로 나눌 수 있으며 보통의 동기 모터를 직류 배전 시스템에서 사용하기 위해서는 추가적인 dc/ac 인버터가 요구된다. 따라서 부하의 특성에 따라 효율성의 차이가 발생할 수 있으며 직류 배전 시스템의 특성상 전자부하나, 가변속 모터를 위한 인버터 부하와 같이 직류 기반의 부하 비중이 큰 곳일수록 더욱 많은 이득을 얻을 수 있다.

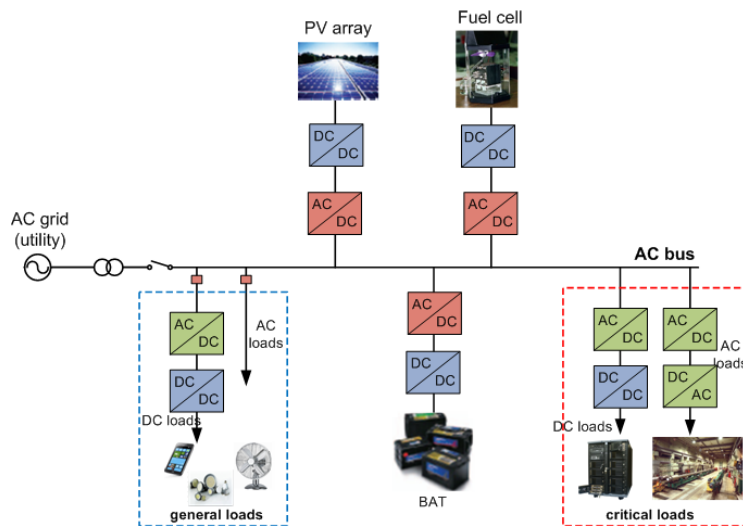
지금까지 일반적인 직류 마이크로그리드의 구성에 대해 살펴보았으며 다음 절에서는 다양한 전원으로 구성된 소규모 직류 배전 시스템을 구성해보고 그 시스템의 운영 및 제어 동작에 대해 자세히 살펴본다.

2.3 소규모 직류 배전 시스템

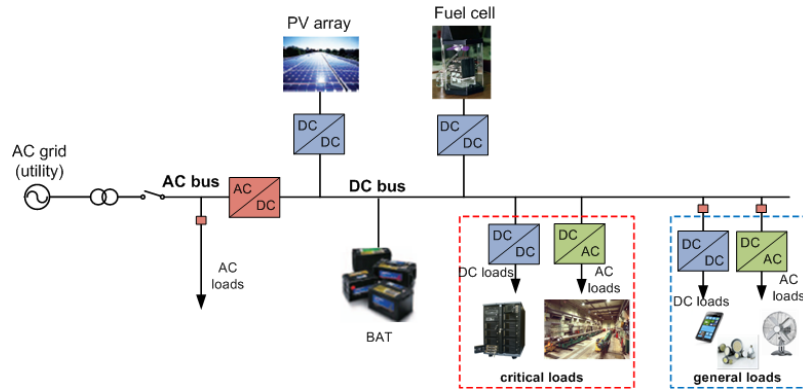
2.3.1 직류 시스템의 구조



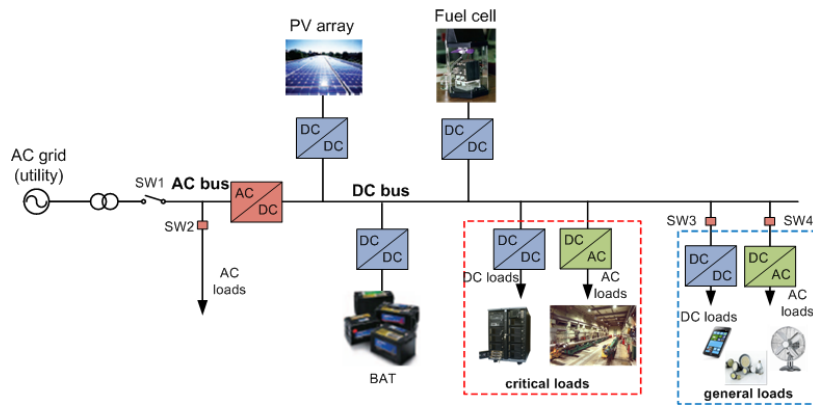
(a) 교류 기반의 배전 시스템I



(b) 교류 기반의 배전 시스템II



(c) 직류 기반의 배전 시스템I



(d) 직류 기반의 배전 시스템II

그림 2.3 다양한 배전 시스템의 구조.

Fig. 2.3 Structures of distribution system.

소규모 직류 배전 시스템은 신재생 에너지와 에너지 저장 장치의 연결 등에 따라 다양한 구조를 가질 수 있다. 그림 2.3은 산업용 건물의 가능한 배전 시스템 구조의 일부를 나타낸 것으로 그림 2.3(a)와 그림 2.3(b)는 교류 기반의 연결 상태를 보여준다. 교류 시스템의 경우 분산 전원이 교류 계통에 전력을 전달하기 위해 ac/dc 컨버터가 개별로 연결될 수도

있으며 ac/dc 컨버터가 통합되어 연결될 수도 있다. 통합된 경우 각 전원 별 연결이 쉬운 편이나 배터리 활용에 제한적이며 교류 그리드와 개별로 연결한 경우 자유도는 증가하나 각각의 전원이 주파수를 동기화해야 하는 어려움이 있다. 교류 시스템으로 구성된 두 경우 모두 전달 전력은 계통에서 중요 부하까지 적어도 4번의 변환을 거치며 이는 전력 손실을 의미한다.

반면 그림 2.3(c)와 그림 2.3(d)는 직류 기반의 연결 형태로 그림에서 알 수 있듯이 교류 기반의 시스템에 비해 전력 변환 단계를 줄일 수 있으며 주파수 동기화 문제를 해결할 수 있다. 그림 2.3(c)의 경우는 배터리가 직류 버스(DC bus)에 직접 연결되는 구조이며 2.3(d)의 경우는 배터리가 dc-dc 컨버터를 통하여 직류 버스에 연결된 구조이다. 그림 2.3(c)의 경우 구조가 간단하여 신뢰성 향상에 도움이 되지만 버스 전압의 제어와 급전계획을 수행하는데 어려움이 있으며 배터리가 배전 전압과 직접 연결되어 있어 활용에 제한을 가져오는 단점이 있다. 그림 2.3(d)의 경우 컨버터가 추가됨으로써 충방전 손실 증가와 복잡도가 올라가는 단점이 있지만 버스 전압 제어와 급전계획을 수행하는데 용이하다. 본 논문에서는 에너지 관리에 용이한 그림 2.3(d)의 경우를 고려한다.

그림 2.3(d)에 보이는 것처럼 산업용 부하를 대상으로 하는 소규모 직류 배전 시스템의 주 에너지원으로써 태양광 발전이 고려되었으며 간헐적인 신재생 발전의 전력 균형과 에너지 관리를 위해 에너지 저장 장치로써 Li-polymer 배터리가 사용된다. 이들 구성요소는 직류 전력을 기반으로 하기 때문에 dc/dc 컨버터를 거쳐 직류 버스에 직접 연결된다.

또한 추가 전력 공급원으로써 계통전원이 ac/dc 컨버터를 통하여 직류 배전 시스템에 연결되며 장시간 사고 발생 시 배터리에 저장된 에너지만으로 부하의 전력을 감당할 수 없을 경우에 연료전지 발전이 사용된다. 디젤 발전과 달리 연료전지 발전은 친환경적이며 기동시간이 짧기 때문에 빠른 대처가 가능하다는 장점을 가진다. 연료전지 역시 직류 발전을 기반으로 하기 때문에 dc/dc 컨버터를 이용하여 직류 버스에 연결하며 따라서 동기화 문제가 쉽게 해결된다.

부하는 그 특성과 우선순위에 따라 일반 교류 부하, 중요 교류 부하, 일반 직류 부하, 중요 직류 부하 4가지 범주로 구분할 수 있다. 일반 교류 부하는 교류 버스에 직접 연결될 수도 있으며 dc/ac 컨버터를 통해 직류 그리드에 연결될 수도 있다. 중요 부하의 경우 서버나 공장 설비를 가동시키기 위한 모터 부하로 속도가변을 위해 인버터를 포함하고 있다고 가정한다. 나머지 냉난방, 조명이나 PC와 같은 전자부하 등의 일반부하는 직류로 동작 가능하기 때문에 직류 버스에 연결되는 것으로 간주하였다. 우선 순위가 낮은 부하는 장시간 정전 또는 효율적인 에너지 운영을 위해 계통과 분리될 수 있다. 단, 본 논문에서는 정상 모드에서는 부하의 절체없이 필요에 따라 항상 사용되며, 사고 시에만 정해진 규칙에 따라 분리된다고 가정한다.

2.3.2 소규모 직류 시스템의 동작

그림 2.3(d)에서 직류 버스와 부하 혹은 전원은 SW1, SW2와 같은 스위치를 통하여 연결되며 이러한 스위치는 부하 및 공급 관리에 영향을 미친다. SW1의 개폐 여부에 따라 시스템은 계통 연계 모드와 독립 운전

모드로 구분된다. 전력 변환기는 전압의 안정화나 전력 조류 등에 영향을 미치는 매우 중요한 요소로 동작 모드에 따라 그 역할이 달라질 수 있다.

첫째 계통 연계 모드로 SW1이 닫힌 경우, 교류 버스(AC bus)는 계통 전원에 의해 전압과 주파수가 결정되며 전력 변환 시스템에 의해 안정적으로 동작하는지 모니터링 된다. 계통과 연결된 ac/dc컨버터는 양방향으로 전력을 전달할 수 있기 때문에 계통 연계 모드에서는 양방향 전력 흐름을 통해 직류 배전 시스템 (DC distribution system)의 전력 균형을 유지하며 다른 전원과 함께 직류 버스 전압 제어를 시도한다. 상위 명령에 따라 계통(혹은 외부 그리드)으로 유·무효 전력을 전달할 수 있으나 소규모 전력 시스템의 특성상 이러한 역할을 고려하지 않기로 한다. 주 에너지원인 태양광 패널과 연결된 dc/dc컨버터는 최대 전력을 발전하기 위해 MPPT제어로 동작하며 잉여전력을 계통 혹은 배터리로 전달할 수 없을 경우 발전 전력을 제한함(off-MPPT 제어)으로써 안정적인 직류 버스 전압을 유지하도록 한다. 배터리와 연결된 컨버터는 충방전을 위해 양방향으로 동작하며 ac/dc컨버터와 함께 안정적인 직류 버스 전압을 제어한다. 또한 경제적 운영을 위해 전력 흐름 혹은 에너지 스케줄링을 함께 시도한다. 계통 연계 모드에서는 계통에서 사고가 발생하지 않은 상태이며 따라서 연료전지와 연계된 dc/dc컨버터는 OFF된 채로 대기상태에 머무르게 된다.

사고 또는 경제적 운영의 목적으로 SW1이 열린 경우, 직류 배전 시스템은 독립 운전 모드로 동작한다. ac/dc컨버터는 계통부터의 전력 공급원을 잃게 되며 OFF 되거나 우선순위가 높은 교류 부하에 전력을

공급해야 할 경우 독립 운전을 통해 교류 버스의 주파수와 전압을 제어한다. 단, 분산 전원이 교류 버스에 병렬로 연결될 수 있는 경우 드롭제어를 통하여 안정화와 부하 분배를 시도하게 된다. 태양광 패널과 연결된 dc/dc 컨버터는 계통 연계 모드에서와 마찬가지로 최대 출력을 위해 MPPT동작을 하며 배터리를 더 이상 충전할 수 없게 될 경우 발전 출력을 제한한다. 배터리와 연결된 컨버터의 경우 직류 버스의 전압 유지를 위한 주요 기능을 하게 된다. 배터리의 충전 에너지가 일정 이하로 감소하게 될 경우 연료 전지를 이용한 발전을 시도함으로써 전력을 공급하도록 한다. 이 모드에서는 중요 부하를 제외한 일반 부하는 SW3, SW4 등을 이용하여 직류 버스와 분리함으로써 전력 시스템의 신뢰도 향상을 이루도록 할 수 있다.

계통 연계 모드에서 사고 판단을 위해 아일랜드링 검출 (islanding detection) 동작을 시도하며, 고장 수리가 완료된 후 다시 계통과 연결할 때 전력의 급변 없이 독립운전 모드에서 계통 연계 모드로 안정적인 모드 변환을 하기 위해 동기화 알고리즘이 적용될 수 있다[59]-[63].

지금까지의 내용을 요약하면, 계통과 연계 여부에 따라 ac/dc 컨버터의 제어 목표는 달라질 수 있다. 기본적으로 모든 컨버터의 제어는 직류 버스의 전력 공급과 안정화를 목표로 한다. 시스템의 동작은 상위 제어기와 로컬 제어기로 구성되며 상위 제어기가 EMS (Energy Management System)를 통하여 전력 흐름을 결정한다. 또한 연료 전지 발전의 경우 비상용 전원의 목적으로 제한하였기 때문에 특정 조건에서만 동작한다고 가정하였으며, 따라서 실제 하드웨어 구성에서는 이를 포함하지 않았다.

즉, 직류 배전 시스템의 구현 및 설계는 그림 2.3(d)를 바탕으로 한 그림 2.4의 구조를 대상으로 하며 동작 및 제어 방법에 자세한 내용은 3장에서 설명한다.

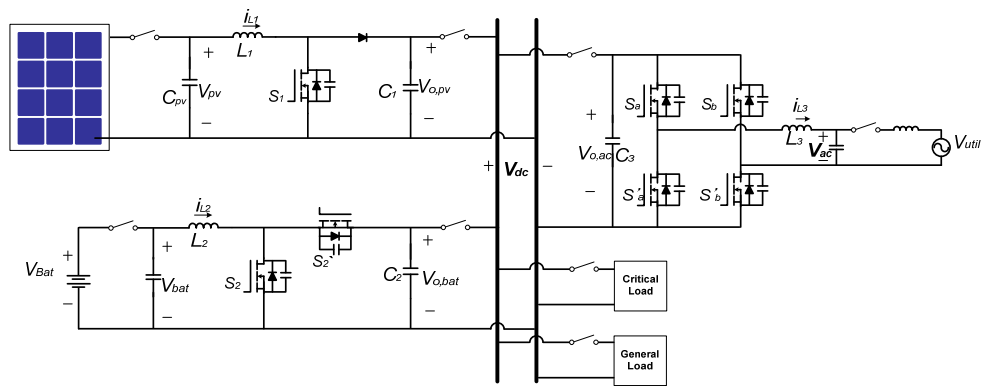


그림 2.4 제안한 직류 배전 시스템의 구조.
Fig. 2.4 The proposed DC distribution system structure.

제 3 장 직류 배전 시스템의 운영 및 제어 전략

다양한 분산 전원과 에너지 저장 장치를 포함하는 직류 배전 시스템의 적절한 운영 및 제어는 시스템의 신뢰성과 효율을 높이는데 매우 중요한 요소이다. 특히 분산 전원의 용량이나 종류, 부하 특성, 그리고 전력 품질 등에 따라 운영 및 제어 전략이 달라질 수 있다. 본 장에서는 기존 제어 방법을 간략히 살펴보고 그 중 하이브리드 제어 방법을 기반으로 하는 계층적 구조의 운영 및 제어 전략을 제시한다. 제어는 두 계층으로 이루어지며 상위 제어기에서는 부하 및 발전량 예측, 측정값 모니터링을 수행하며, 배터리 저장 상태 정보를 이용하여 에너지의 장기적 운영을 스케줄링하고 해당 명령을 개별 로컬 제어기에 전달하는 역할을 한다. 하위 로컬 제어기는 명령에 따라 각 버스의 전압, 전류 제어를 시도하며, 단일 지점 고장 문제를 해결함으로써 신뢰성 향상과 더불어 상위 명령 수행이 가능하도록 드롭 전압 제어 방식을 기반으로 한다.

3.1 제어 방법

3.1.1 중앙 제어 방법

중앙 제어 방법은 그림 3.1에 보이는 것처럼 모니터링을 통해 분산 전원이나 에너지 저장장치와 같은 각 구성 요소의 정보를 수집하고 이를 바탕으로 에너지 관리 및 전력 분배 등을 결정하여 로컬 제어기에 직접 명령을 내리는 방식이다. 모든 제어 명령이 중앙 제어기에 의해 수행되며

따라서 오류 없이 실시간으로 이러한 명령을 수행하기 위해서는 높은 주파수 대역의 통신라인을 필요로 한다. 이 방법의 장점은 원하는 모든 정보를 수집하고 제어 전략을 직접적으로 적용시킬 수 있기 때문에 효율적인 에너지 관리가 가능하다는 점이다. 즉, 수집된 정보를 바탕으로 운영 및 유지 비용 저감을 위한 경제 급전이나 수요 관리의 적용이 용이하며 수시로 변경된 제어 전략을 반영할 수 있다. 하지만 이 방법은 시스템의 신뢰성을 약화시킨다는 단점이 있다. 예를 들어 상위 제어기에서 모든 명령을 전달하기 때문에 상위 제어기에 문제가 발생할 경우 그러한 오류가 시스템 전체에 영향을 미칠 수 있는 단일 지점 사고 문제를 갖고 있다. 또한 분산 전원의 수가 늘어날 경우 제어기에서 계산 부담이 늘어나며 시지연이 증가할 수 있어 제어 명령이 바뀌는 순간 오작동이 생길 확률이 커지게 된다. 이러한 이유로 이 방법은 작은 규모의 집적화된 병렬 시스템에서 주로 사용되거나 신뢰성 확보를 위해 다중 시스템을 구축하여 사용된다[36]-[38], [65]-[66].

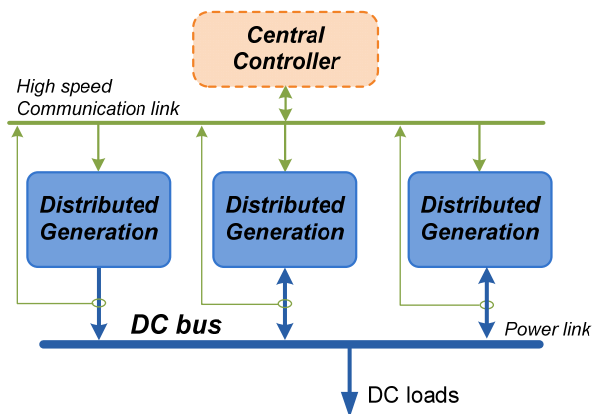


그림 3.1 중앙 제어 방법의 블록도.

Fig. 3.1 Block diagram of a centralized control method.

3.1.2 분산 제어 방법

그림 3.2는 통신라인을 사용하지 않고 각 전원이 국부적 특성에 따라 독립적으로 제어되는 분산 제어 방법이다. 중앙 제어 방법과 달리 이 방법은 상위 제어기와 통신라인을 필요로 하지 않는다. 따라서 전력 균형을 이루기 위해서 개별적으로 제어가 가능하며 높은 신뢰성을 유지할 수 있다. 또한 독립적으로 제어되기 때문에 모듈화가 가능하여 확장성에 유리하다는 장점을 가진다. 이와 같은 방법은 그림 3.3과 같이 개별 컨버터를 전압원처럼 등가화 할 수 있으며 주로 드롭 방식의 [41], [68]제어가 적용된다. 직류 시스템의 경우는 식(3.1)과 같이 출력 전류를 이용한 버스의 전압 드롭만으로 제어가 가능하다. 이 때, $V_{o,i}$, $V_{ref,i}$, $K_{d,i}$, $I_{o,i}$ 는 각각 i 번째 전원단 컨버터의 출력전압, 무부하에서 공칭전압, 드롭 계인 그리고 출력 전류를 의미하며 이상적인 경우 드롭 계인에 의해 순환 전류 문제를 해결하면서 전류의 분배 정도가 결정된다.

$$V_{o,i} = V_{ref,i} - K_{d,i} \cdot I_{o,i} \quad (3.1)$$

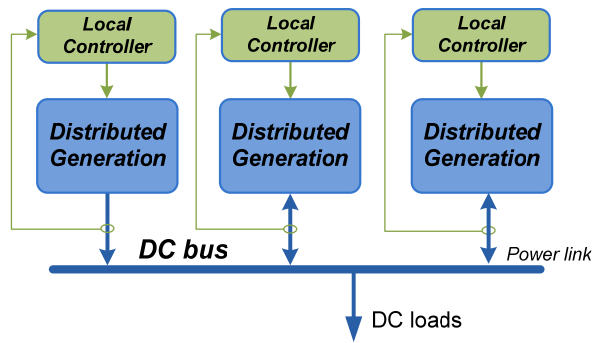


그림 3.2 분산 제어 방법의 블록도.

Fig. 3.2 Block diagram of a distributed control method.

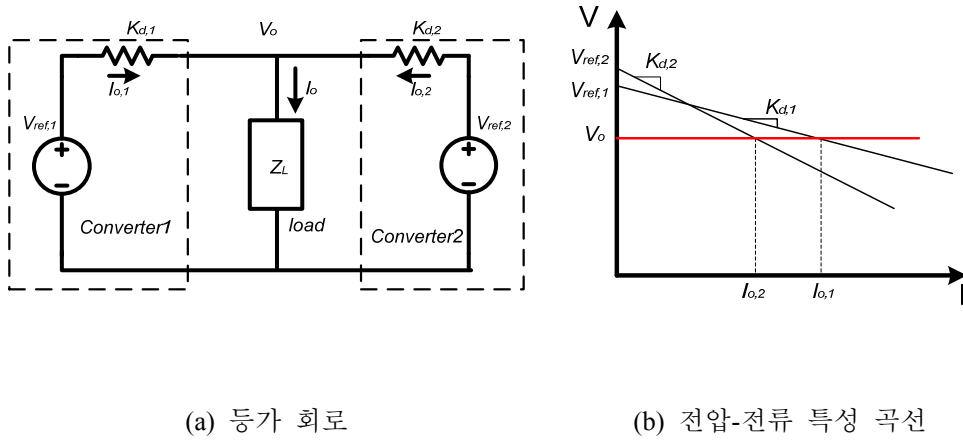


그림 3.3 두 개의 병렬 전원이 연결된 전압 드롭 제어.

Fig. 3.3 Two parallel-connected voltage sources with voltage droop control.

하지만 일정한 드롭 계인을 가진 전압 제어로 인해 신재생 에너지의 활용도가 낮아질 수 있으며, 외부의 정보 없이 독립적으로 전원이 동작할 경우 에너지의 최적 관리에 어려움이 있을 수 있다[39], [41], [67]-[68].

3.1.3 하이브리드 제어 방법

중앙 제어 방법과 분산 제어 방법은 각기 장단점을 갖고 있기 때문에 이를 서로 보완하기 위한 방안으로 하이브리드 제어 방법이 등장하였으며, 구성에 따라 크게 두 가지 방법으로 분류할 수 있다. 첫째는 추가적인 통신라인을 전혀 사용하지 않고 공통으로 연결된 전압 레벨을 이용하여 정보를 전달함으로써 로컬 제어기에 명령을 내리는 방법이다. 즉 외부 명령없이 공통의 직류 버스 전압 레벨에 따라 각 컨버터의 제어 전략을 설정하여 자동적으로 동작하게 하는 방식이다. 다른 하나는 기본적으로

로컬 제어기로 컨버터를 동작하되 필요한 곳에 낮은 대역의 통신라인을 이용하여 상위 제어기의 명령을 수용하는 것으로 그림 3.4에 나타낸 것과 같은 방식이다. 두 방법 모두 로컬 제어기를 기반으로 독립적으로 동작하기 때문에 기본적으로 신뢰성 향상이 가능하다. 하지만 전자의 방법은 정해진 에너지 관리 메커니즘에 의해 동작이 고정되고 다양한 전략을 적용하기 위해 레벨을 세분화하여야 하는 단점이 있다. 반면에 후자는 통신라인을 이용하기 때문에 에너지 관리를 더욱 능동적으로 할 수 있다는 장점이 있어 본 논문에서는 이를 기반으로 하는 독립적이면서도 필요에 따라 상위 명령의 수행이 가능한 시스템 운영 및 제어 전략을 제시한다[40], [69]-[70].

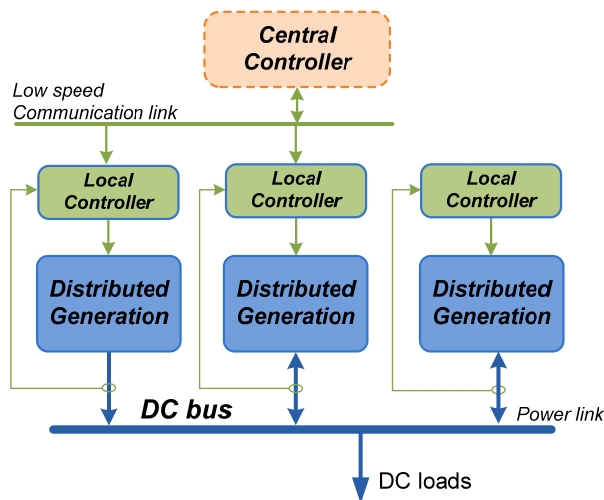


그림 3.4 하이브리드 제어 방법의 블록도.

Fig. 3.4 Block diagram of hybrid control.

3.2 제안한 직류 배전 시스템의 동작 및 제어 전략

3.2.1 제안한 제어 방법의 개요

직류 배전 시스템의 각 요소간 정보 교환은 시스템의 지능적이고 효율적인 동작을 수행하는데 큰 장점이 있지만 각 요소간 독립성이나 확장성을 약화 시킬 수도 있다. 각 요소간의 독립성과 신뢰성 그리고 확장성을 가질 수 있도록 제어 전략을 가져가는 것은 매우 중요하며 따라서 본 논문에서는 두 가지 목적을 만족시키기 위해 계층적 구조 기반으로 제어 블록을 구성하였다. 그림 3.5는 이러한 제어 구조를 설명하는 것으로 2차 제어기인 중앙 제어기는 느린 동특성으로 상위 관리자와 통신을 통해 지령을 전달받거나 하위 로컬 제어기로부터 정보를 수집하여 전력 및 에너지를 최적으로 관리하는 역할을 한다. 반면 1차

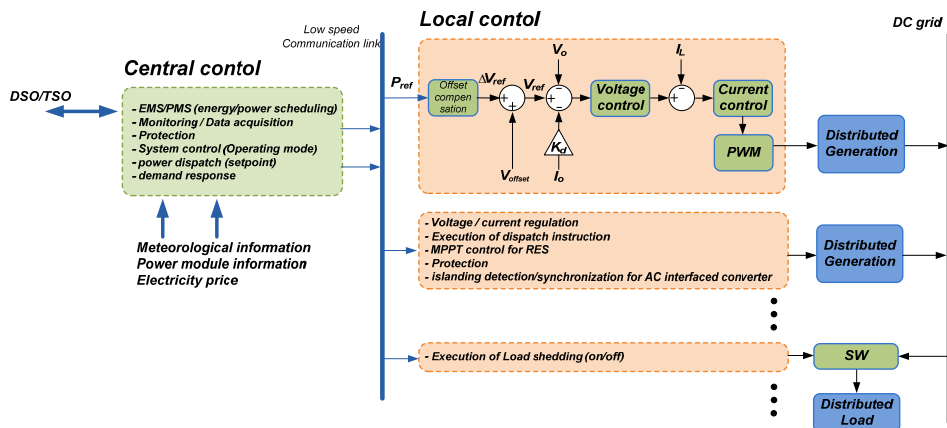


그림 3.5 직류 배전 시스템의 기본 제어 구조.

Fig. 3.5 The basic control structure of DC distribution system.

제어기인 로컬 제어기는 컨버터의 개별 제어기에 해당하는 것으로 미리 정해진 V-I 특성 곡선을 바탕으로 제한된 범위 내에서 자율적으로 동작하도록 하여 각 구성 요소의 독립성 향상과 전체 시스템의 단일 지점 사고 문제를 해결하였다.

일반적으로 신재생 에너지를 포함하는 직류 배전 시스템은 매우 동적인 시스템이다. 시스템이 동작되는 동안 기후 변화 등의 이유로 인해 발전량 혹은 부하가 수시로 변동될 수 있다. 이러한 조건에서도 공급지장 없이 안정적인 전력을 공급하는 위해서 에너지 흐름의 효율적인 관리는 매우 중요한 역할을 한다. 그림 3.5에서 중앙 제어기는 이러한 역할을 하는 것으로 그림 3.6에 나타낸 것처럼 기상 정보나 부하 정보 그리고 발전 정보 등을 모니터링하고 추후 발전량이나 부하량 예측을 통하여 배전 시스템의 장기적인 에너지 및 전력 운영 스케줄을 관리하는 역할을 한다. 또한 상위 계통 관리자인 DSO (distribution system operator)나 TSO (transmission system operator)로부터 명령을 받아 상위 그리드와 전력 교환을 시도하게 된다.

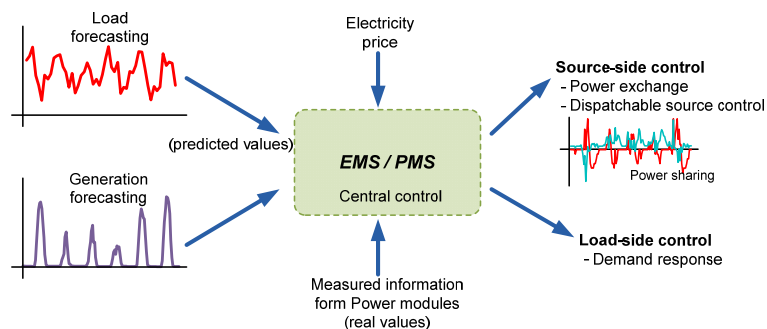


그림 3.6 중앙 제어기의 전력 및 에너지 관리 동작.

Fig. 3.6 Power and energy management of central control.

로컬 제어기는 분산 전원 및 로컬 부하의 정보를 직접 관찰함으로써 상위 제어기의 장기적인 전력 분배 명령을 수행하고, 빠른 동특성을 가진 제어기를 통해 순시적으로 전력 평형을 이루고 전압의 안정화를 시도한다. 안정적인 전압 유지와 독립성 보장을 위해 시스템의 주요 동작은 전압 드롭 방법에 기반한 로컬 제어기가 대부분 담당한다. 즉, 상위 제어기로의 정보 전달의 지연이나 통신 장애를 허용할 수 있으며, 로컬 제어기에서 명령 오류를 일차적으로 감시한다. 즉 로컬 제어기에서 사고 진단 및 대응을 즉시 하게 된다. 상위 제어기의 명령을 수행하기 위해 로컬 부하는 ON/OFF 제어가 가능하고, 에너지 운영을 위한 배터리 연계 컨버터는 충전 상태를 기반으로 한 자율 운영 또는 상위 명령에 따른 스케줄링이 가능하다. 나머지 컨버터의 경우는 자율적으로 운영되도록 하였다. 전체 전력 및 에너지 관리는 개별 모듈의 정해진 V-I 특성곡선과 배터리 상태에 의해 제어되며 배터리 상태를 조절하기 위해서 상위 제어기는 배터리 컨버터 모듈에 충방전 전력 스케줄링 명령을 전달한다.

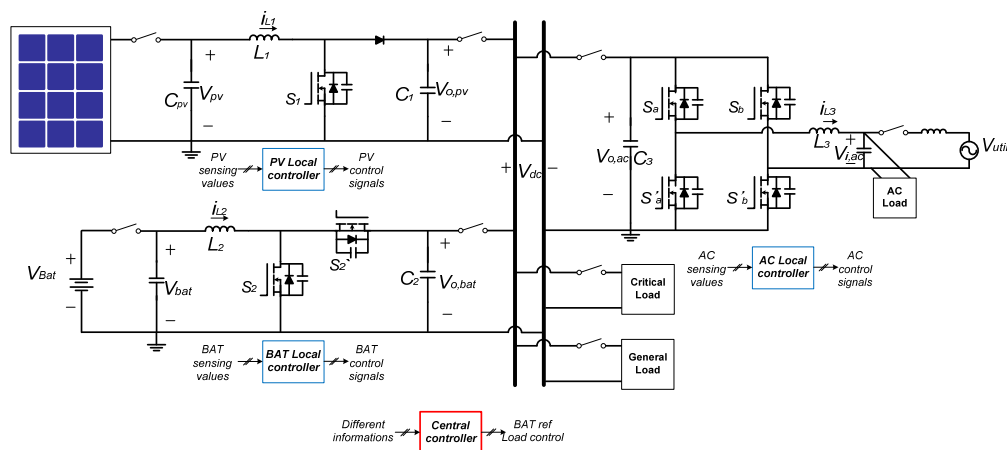


그림 3.7 직류 배전 시스템 회로와 제어 구조.

Fig. 3.7 DC distribution system circuit and control structure.

그림 3.7은 직류 배전 시스템의 회로 구성과 제어 구조를 간략히 나타낸 것으로 앞서 설명된 것처럼 개별 컨버터는 로컬 제어기에 의해 동작하며 따라서 독립적으로 운전할 수 있다. 배터리와 연계된 컨버터는 자율 제어 혹은 EMS 최적 제어 모드로 동작 가능하며 EMS 제어 모드로 동작할 경우 제어기로부터 지령을 받게 된다. 뿐만 아니라 상위 제어기는 부하와 연결된 스위치를 조절함으로써 부하 관리도 가능함을 확인할 수 있다. 자세한 동작 원리와 각 제어 모듈의 역할은 각 절에서 설명한다.

3.2.2 시스템 동작 모드

분산 전원 시스템의 장점인 신뢰성과 확장성 등을 잘 유지하기 위해 드롭 전압 제어와 버스 전압 레벨에 기반하여 시스템 제어를 시도하며 이러한 접근은 전원과 부하 모듈이 독립적으로 제어되면서 전력 균형을 이룰 수 있도록 한다. 따라서 로컬 제어기의 기본 원리는 그림 3.8에 나타나 있는 것처럼 버스 전압 레벨에 따라 동작을 결정하는 것으로 DC Bus Signaling (DBS) 방법에 기반한다[40].

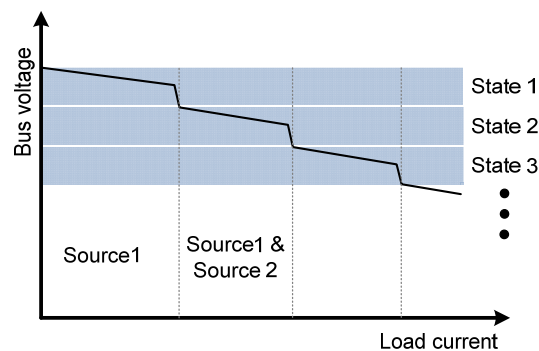


그림 3.8 DC bus signaling 방법.

Fig. 3.8 DC bus signaling method.

이 방법은 전압 드롭의 특성과 공통으로 연결되는 직류 버스의 전압 레벨에 따라 스케줄링과 전력 분배를 시도하는 것으로 시스템의 동작을 위해 개별 컨버터는 미리 정해진 V-I 특성에 따라 동작 모드 및 전력 분배가 정해진다. 예를 들어 부하 변동에 따라 버스 전압이 달라지게 되는데 이 변화된 전압 레벨의 상태에 따라 각 전원의 정해진 동작 모드가 결정되도록 한다. 따라서 올바른 동작과 효율적인 운영을 위해 기본적인 제어 전략이 먼저 수립되어야 하며 이를 위해 몇 가지 기본 가정을 하였다. 연료 전지 발전의 경우는 계통 전력을 이용한 경우 보다 연료 소비로 인한 운영 비용이 더 많이 발생하며, 따라서 상시 전원이 아닌 비상시 전력 공급을 위한 백업 전원으로 사용하기로 한다. 또한 신재생 에너지 발전의 경우 이미 설치된 상태를 가정했기 때문에 추가적인 설비 비용은 발생하지 않으며, 운영 비용은 계통을 사용하는 경우에 비해 무시할 수 있을 만큼 작다고 가정하였다. 따라서 가능한 최대 전력 발전을 하는 것이 전체 시스템의 운영 비용 저감에 유리하다.

위의 가정하에 제어 전략을 수립하기 위해 전체 전력 분배 관점에서 V-I 특성을 고려한 컨버터의 설계와 개별 컨버터의 동작 규칙 등이 정해져야 한다. 제안된 방법은 기본적으로 일반적인 DBS 방법을 바탕으로 하지만 일부 모듈은 상위 명령을 통해 동작 모드나 전력 지령을 바꾸어 효율적인 스케줄링이 가능하게 하도록 하였다. 시스템의 동작은 개별 컨버터가 독립적으로 운전할 수 있음을 기본으로 하며 따라서 로컬 정보 및 외부 명령에 따라 제어 모드가 그림 3.9와 같이 결정될 수 있다. 자세한 설명 및 관련 동작 모드를 표 3.1에 정리하였다.

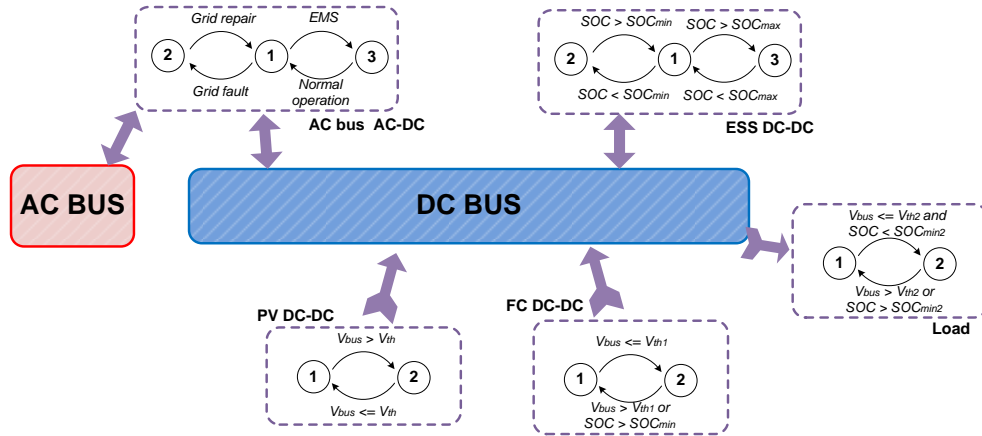


그림 3.9 개별 모듈의 동작 모드 변경 조건.

Fig. 3.9 Conditions of the operational mode transition for individual modules.

표 3.1 다양한 조건에서 동작 모드

Table 3.1 Operational mode under different conditions

	AC/DC	PV	ESS	FC	Load
1	V_{DC} control	MPPT	EMS / Auto control	OFF	All loads connected
2	V_{AC} control	Off-MPPT	Discharge limit	ON	Ordinary load disconnected
3	P_{AC} control		Charge limit		

예를 들어 태양광과 같은 신재생 에너지 발전의 경우는 가능한 최대 전력으로 발전할 수 있도록 평상시 MPPT 제어를 할 수 있어야 하며 특정 상황에 의해 버스의 전압이 일정 이상 넘어가게 되면 off-MPPT를 통해 발전 전력을 제한하고 부하가 요구하는 만큼 전력을 생산하도록 동작한다. 즉, 외부 상황이 아니라 버스의 전압 상태 만으로 동작을 결정하도록 한다. 연료 전지 발전의 경우는 임계 전압 레벨을 더욱 낮춰 불필요한 경우 동작을 제한하도록 하였으며 배터리에 저장된 에너지 상태

정보를 기반으로 외부의 명령을 통해서도 모드 변경이 가능하도록 할 수 있다. 즉, 기본적으로 전압의 안정화와 사고차단을 위해 자체적으로 모드 변환이 이루어질 수 있으며 이는 외부 명령에 의해서도 가능하다. 부하 모듈 역시 전압이나 SOC 상태에 따라 ON/OFF가 가능하며 우선순위를 더욱 세분화 할 경우 전압 레벨을 더욱 다양하게 분류하여 모드 변환을 시도할 수 있지만 본 논문에서는 공급 측면의 제어에 초점을 둔다. 배터리의 경우 정상모드에서는 외부 명령 또는 자율 모드에 의해 에너지 저장 상태가 관리되며 임계 값에서는 충방전 전류를 제한하게 된다. 외부 상용 교류 그리드와 연결된 컨버터의 경우는 자체적으로 교류 그리드의 상태를 감시하며 명령에 따라 교류 그리드의 독립운전 또는 전력 제어 모드로 운영 전략을 변경하도록 한다. 이처럼 대부분의 동작은 독립적으로 이루어지며 효율적 운영을 위해 일부 제어 명령을 전달 받는 것을 허용한다.

3.2.3 개별 컨버터 제어의 동작 원리

개별 컨버터의 제어 동작은 전압 드롭 특성에 영향을 받으며 따라서 적절한 전력 분배를 위해 V-I 특성곡선에 대한 설계와 경계조건 설정이 신중히 이루어져야 한다. 드롭 제어의 개별 컨버터를 위한 전압 지령은 기본적으로 로컬 정보를 이용하여 생성하는 것으로 전원단의 특성에 영향을 받는다. 따라서 제어 모드와 전원 특성을 함께 고려하여 V-I 특성을 결정할 수 있으며 정상 상태 동작의 설계 예로 그림 3.10에 개별 컨버터의 V-I 특성을 나타내었다.

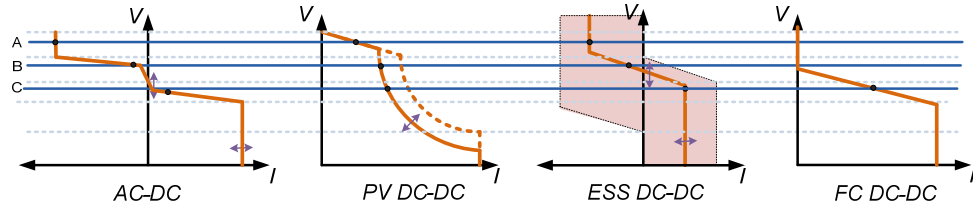


그림 3.10 직류 배전 시스템 운영을 위한 개별 컨버터의 V-I 특성 곡선.

Fig. 3.10 V-I characteristic curve of individual converters for DC distribution system operation.

모든 컨버터는 직류 버스의 전압 허용 범위 안에서 동작하도록 V-I 특성이 고려되어야 한다. 교류 그리드와 연결된 ac/dc 컨버터의 경우 양방향 동작을 위해 그림과 같이 전원의 곡선이 1, 2사분면에 나타나게 된다. 외부 명령이 없을 경우 기본 직류 전압 제어 모드로 동작하며 교류 그리드의 전력을 최소화하기 위해 오프셋 전압은 정규 전압 레벨에 놓이게 되며 영전류 근처에서는 드롭 기울기를 크게 하여 전력 분배에 기여하는 비율이 줄어들도록 하였다. 또한 직류 전압의 변동 폭을 줄이기 위해 피드백을 통해 자율적으로 오프셋 전압이 변동 가능하도록 하였다.

신재생 에너지를 사용하는 태양광 발전의 경우는 단방향으로 동작하게 되며 활용도를 높이기 위해 MPPT 제어를 통한 정출력 제어를 기본으로 한다. 단 직류 버스의 전압이 일정 범위를 넘어갈 경우 자동적으로 출력 전력을 제한하면서 전압 드롭 제어를 하게 된다. 정출력 제어일 경우 컨버터의 출력 전압인 버스 전압은 외부에 의해 정해지게 되며 이에 따른 출력 전류가 흐르게 된다. 기상 조건에 따라 최대 출력점이 바뀔 수 있으며 따라서 정출력 곡선은 자동적으로 변경되며 모드가 변경되는 레벨 역시 바뀌게 된다.

배터리와 연결된 컨버터의 경우 충방전 동작을 위해 양방향으로 동작하게 된다. 스케줄링 및 전력 분배를 위해 특성 곡선은 자율적으로 결정되거나 외부 명령에 의해 바뀔 수 있으며, 전류 리미터와 오프셋 전압 그리고 드롭 게인 조절을 통해 명령 수행이 가능해진다. 예를 들어 동일한 부하 조건에서도 오프셋 값을 조절함으로써 충방전을 바꿀 수 있으며 나머지 모듈의 전력은 이러한 조건에 따라 수동적으로 분배된다. 제어의 간편성을 위해 본 논문에서는 동적 전류 리미터와 오프셋 전압의 변경만으로 조절을 시도하였다.

연료 전지용 컨버터의 경우는 비상시 ON 상태일 경우 그림 3.10의 곡선을 따라 가도록 하였다. 특정 전압 이하에서 컨버터를 즉각적으로 동작시키기 위해서 로컬 제어기가 대기 상태에 머물게 할 수도 있다. 이 경우 특정 전압 이하에서 동작시키기 위해 비교적 낮은 오프셋 전압을 설정하였다. 이 컨버터가 ON 되어 있는 대개의 경우는 ac/dc 컨버터가 교류 그리드와 직류 그리드를 분리한 상태로 직류 그리드로 전력 공급을 할 수 없을 때이며 에너지 저장장치의 저장 상태 레벨이 낮아 더 이상 방전할 수 없는 경우에 해당한다.

기본적으로 컨버터의 용량을 고려한 전압, 전류 리미터가 포함되어 있으며, 사고 시 보호를 위해 직류 버스 전압이 허용 범위 아래에 지속적으로 머물 경우 독립적으로 전류를 제한하고 컨버터를 OFF 시킬 수 있도록 V-I 특성이 고려된다.

위의 조건 아래 그림 3.10과 같이 설정된 제어 방법은 전력 평형의 원리를 기반으로 동작점이 결정되며 이상적인 조건의 경우 식(3.2)와

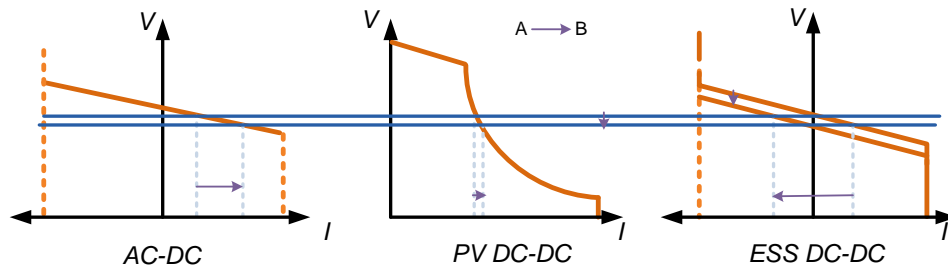
식(3.3)처럼 각 전원단의 출력 전압은 직류 버스 전압과 일치하며 부하 전류의 합은 전체 발전(생산) 전류의 합과 일치하게 된다.

$$V_{bus} = V_{gi} \quad i = 1, 2, 3, 4 \quad (3.2)$$

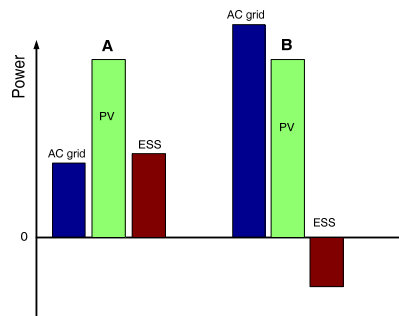
$$P_L = V_{bus} \cdot I_L = V_{bus} \cdot (I_{g1} + I_{g2} + I_{g3} + I_{g4}) \quad (3.3)$$

예를 들어 그림 3.10에서 알 수 있듯이 A, B, C와 같은 다양한 조건에서 전압 레벨과 V-I 커브에 따라 동작 모드가 바뀌고 전력 분배가 자율적으로 일어남을 확인할 수 있다. 부하가 요구하는 전력이 매우 작을 경우 교류 그리드와 ESS로 전력을 보내게 되며 그림에도 태양광 발전량이 남을 경우 이를 제한하여 off-MPPT로 동작하고 PV 와 연계된 dc/dc 컨버터는 직류 그리드 전압을 제어하게 된다. 부하가 증가하여 B지점에서 동작점이 형성될 경우 태양광 컨버터는 최대 전력으로 발전하게 되며 남는 전력을 계통으로 보내거나 ESS에 저장하게 된다. 이 때 남는 전력이 줄어 들어 A조건에서 저장되는 전력 보다 감소된다. 부하가 더욱 증가할 경우 C지점처럼 더욱 낮은 전압에서 동작점이 형성되게 된다. 이 때 태양광 발전 전력으로 부하를 감당하지 못하고 ESS와 교류 그리드로부터 전력을 공급받는다. 이 때 ESS 컨버터의 커브 조절을 통해 ac/dc 로부터 공급 받는 전력이 가변될 수 있다. 오프셋 전압을 통한 스케줄링 원리에 대한 이해를 돕기 위해 일정한 부하 조건에서 스케줄 명령에 따른 동작점 변화와 공급 전력 변화를 그림 3.11에 나타내었다. 상위 명령에 따라 일정한 전력만큼 ESS로부터 전력을 방전하다 충전지령이 내려질 경우 ESS 컨버터의 V-I 특성은 그림3.11(a)과 같이 A에서 B로 바뀐다. 따라서 식(3.2)와 식(3.3)에 따라 동작점이 바뀔

수 있으며 전체 전력에 영향을 미치게 된다. 태양광 발전의 경우 동작점은 바뀌지만 MPPT에 의해 생산되는 전력은 일정하게 되며, ESS가 충전하는 양만큼 ac/dc 컨버터가 전력을 더 부담하여 전력 균형을 이루게 된다. 연료 전지 컨버터는 긴급 시만 ON 된다고 가정하며 동일한 원리로 동작하기에 자세한 설명은 생략한다. 지금까지 각종 조건에 따른 컨버터 동작 예를 포함하여 제안한 제어 방법의 정상상태에서 동작원리 및 제어전략에 대해 설명하였으며 자세한 설계 조건은 다음 장에서 설명한다.



(a) 컨버터의 V-I 특성 곡선과 동작점



(b) 동작점에 따른 전력 분배

그림 3.11 ESS의 전력 지령 변화에 따른 동작점과 전력 분배.

Fig. 3.11 The operating point and power sharing according to the change of EMS command.

3.3 에너지 관리 전략 - 상위제어

직류 배전 시스템에서 부하량과 신재생 에너지 발전량은 기온이나 일사량 등의 요소에 따라 매우 불규칙적으로 변하는 특성이 있다. 따라서 시스템을 효율적이고 안정적으로 동작시키기 위해 배터리나 전기 이중층 커패시터와 같은 에너지 저장 장치가 필요하다[7]-[8], [71]-[72]. 에너지 저장 장치는 태양광 패널로부터 생산된 잉여 전력을 저장했다가 필요한 시기와 장소에 전달함으로써 에너지 효율적으로 관리할 수 있게 해주며 따라서 전력의 품질 향상과 효율성 증대를 이룰 수 있다. 이 때, 언제 얼마만큼의 에너지를 저장했다가 보내는지 결정하는 것은 시스템의 효율과 직결되는 문제로 그림 3.5와 그림 3.6에 설명된 상위 제어기는 이러한 전력 분배 및 에너지의 스케줄링을 결정하는 역할을 한다. 즉, 상위 제어기에서 시스템의 장기적 운영 전략인 에너지 관리 시스템(EMS)이 구성되며 각종 정보수집을 바탕으로 한 스케줄링 결과를 수행하기 위해 로컬 제어기에 명령을 내린다. 본 절에서는 이러한 동작과 관련된 상위 제어기에서 이루어지는 효율적인 전력 및 에너지 관리 전략에 대해 설명한다.

3.3.1 시스템 구성 요소의 특성 및 제약 조건

그림 3.5에서 설명한 것처럼 2차 제어기는 EMS를 위한 스케줄링을 결정하며 그에 따른 각 요소들의 전력 교환을 관장한다. 시스템의 모델링은 넓은 관점에서 최적화 과정의 제약 조건으로 작용하며,

시스템의 유효성을 결정한다는 측면에서 매우 중요하다. 본 절에서는 장기적인 에너지 관리 측면에서 EMS의 에너지 스케줄링을 다루기 위해 순시적인 요소들은 무시하고 개별 요소의 제한 조건을 정리하였다[73]-[74].

(1) 태양광 발전 모듈

태양광 모듈의 운영 비용을 무시할 수 있다고 가정할 경우 신재생 에너지 발전을 최대화 하는 것이 전체 시스템 운영 비용 저감에 유리하다. 따라서, 태양광 발전은 최대 전력점 추종을 통해 최대 발전을 얻으며 잉여 전력을 전달할 수 없을 경우에만 off-MPPT 제어를 통해 부하가 요구하는 양만큼 발전하게 된다. 태양광의 출력 전력은 일사량, 온도, 공기 흐름, 강수량 등의 여러 기상 조건들에 의해 결정되며 그 중 가장 결정적인 요인들인 일사량과 온도만을 고려하였다. 따라서 태양광 발전을 통해 생산된 전력은 식(3.4)와 같이 간략히 나타낼 수 있다[81]. 즉, 태양광 설비 용량과 일사 강도와 온도에 의해 최대 전력을 생산한다고 가정하며 off-MPPT 모드일 경우 그 이하로 전력 생산이 가능하다.

$$P_{pv}(t) = \begin{cases} P_{pv_mppt} = \eta_c S I_{tpv} (1 - 0.005(t_0 - 25)) & : \text{on-MPPT} \\ P_{pv_off_mppt} \leq P_{pv_mppt} & : \text{off-MPPT} \end{cases} \quad (3.4)$$

이 때, η_c 는 태양광 패널의 변환 효율 [%], S 는 패널 면적 [m^2], I_{tpv} 는 일사 강도 [kW/m^2], 그리고 t_0 는 표면 온도 [$^{\circ}\text{C}$]를 의미한다.

(2) 배터리 모듈

기후 정보에 의해 출력이 결정되는 태양광 발전과 달리 배터리의 충방전 전력은 2차 제어기의 EMS 모듈에 의해 결정된다. EMS 모듈에 의해 수분 혹은 매 시각마다 전력 스케줄링이 결정되면, 배터리는 그에 따라 정해진 양의 전력을 방전하거나 충전한다. 배터리의 충전 상태를 표현하기 위해 SOC(State Of Charge)는 배터리의 전체 이용 가능한 에너지 대비 현재 충전된 상태를 나타내는 정규화된 값으로 정의하고 식(3.5)와 같이 나타낸다.

$$SOC(t+1) = SOC(t) - \frac{\int_t^{t+1} I_{bat}(\tau) d\tau}{C_n} \quad (3.5)$$

위 식에서 SOC(t)는 t 시간일 때의 배터리 SOC 레벨, I_{bat} 은 배터리의 전류, C_n 은 배터리의 정격용량을 나타내고 방전전류를 양(+), 충전전류를 음(-)의 부호로 정의하였다. 즉 배터리의 충방전 과정에 따라 SOC는 변하게 되며 배터리의 안정적인 운영을 위해 SOC레벨은 정해진 구간 안에서 동작하도록 식(3.6)과 같이 제한되어야 하며 EMS를 통한 SOC의 운용 범위는 SOC_{th} 와 SOC_{max} 로 제한한다. SOC_{th} 이하에서는 사고로 독립 운전이 지속되는 경우에 부하 관리가 시작되면서 대기 전력용 연료 전지 발전을 준비하는 구간이 된다.

$$SOC_{min} \leq SOC_{th} \leq SOC(t) \leq SOC_{max} \quad (3.6)$$

또한, 배터리의 충방전 전력이나 전류는 컨버터의 사양에 따라 식(3.7), 식(3.8)과 같은 제약 요소를 가지며 이 때 I_{bat_min} , I_{bat_max} , P_{bat_min} , P_{bat_max} 는 각각 배터리의 최대 충방전 전류 및 전력을 의미한다.

$$I_{\text{bat_min}} \leq I_{\text{bat}}(t) \leq I_{\text{bat_max}} \quad (3.7)$$

$$P_{\text{bat_min}} \leq P_{\text{bat}}(t) \leq P_{\text{bat_max}} \quad (3.8)$$

배터리는 특성상 SOC 에 따라 배터리 전압의 변동이 발생하기 때문에 식(3.7), 식(3.8)과 같이 전류와 전력 각각의 컨버터 정격을 만족시켜야 한다.

(3) 부하

부하는 critical load ($P_{\text{cr_load}}$)와 ordinary load ($P_{\text{or_load}}$)로 구분한 후 시간대별 사용 빈도를 고려하여 일 년 주기의 부하 프로파일을 완성하였다. 부하 프로파일은 [75]-[76]를 참고하여 정규 분포를 갖도록 임의로 생성하였으며, 제조업의 시간대별 전력소비 상대계수는 표 3.2와 같다. 이를 기반으로 시뮬레이션을 위해 주요 부하와 일반 부하를 7:3의 비율로 임의로 생성하였으며 그림 3.12는 생성된 부하 프로파일의 일부를 보여준다.

표 3.2 피크 전력 대비 상대계수(제조업)

Table 3.2 Relative rate of peak power for manufacturing

시간대	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
상대계수[%]	85.4	85.9	86.6	86.0	85.6	84.9	86.7	92.5	110	119	119	118
시간대	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23
상대계수[%]	104	114	119	117	115	107	102	98.6	95.1	91.8	89.6	88.9

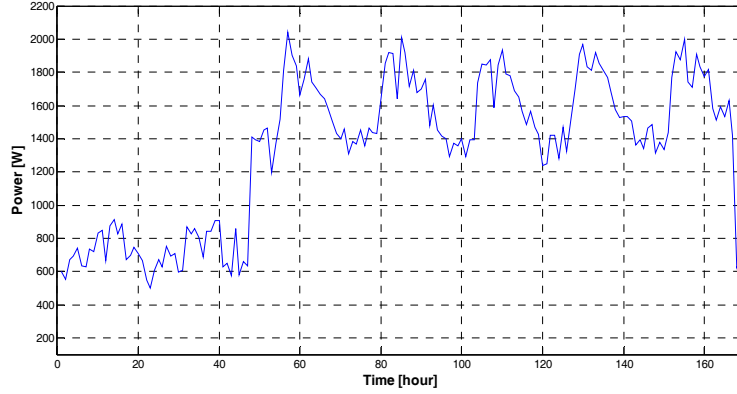


그림 3.12 일주일간 부하 프로파일 모델.

Fig. 3.12 Load profile model during a week.

설명한 것처럼 시간에 따른 총 부하 전력은 각 부하의 프로파일의 합으로 계산되며 식(3.9)와 같이 P_{load} 에 벡터 형식으로 저장된다. 조건에 따라 실제 부하 사용량은 식(3.9)와 같이 바뀔 수 있다고 가정한다.

$$P_{load} = \begin{cases} P_{cr_load} + P_{or_load} & : \text{if } SOC(t) \geq SOC_{th} \\ P_{cr_load} & : \text{if } SOC(t) < SOC_{th} \end{cases} \quad (3.9)$$

$SOC(t)$ 가 SOC_{th} 이하로 내려가는 경우는 긴급 모드일 경우이며 대부분의 EMS 동작은 정상 범위 내에서 이루어 진다고 볼 수 있다. 신재생 에너지원으로 사용되는 태양광의 발전량 모의를 위해서 실례로 2012년 관악 지역의 기상정보를 이용하였다[77].

(4) 기타 요소

전력 버스의 과도 상태 전압 변동을 포함한 단기적인 효과들은 무시된다. 배터리 전력, PV, 전력, 부하 전력이 결정되면 계통으로 출입하는 전력의 크기는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_{\text{grid}}(t) = P_{\text{load}}(t) - P_{\text{pv}}(t) - P_{\text{bat}}(t) \quad (3.10)$$

위 식은 컨버터에 의한 전력 변환 손실을 고려하지 않은 경우이며 실제 시스템을 연결하기 위해 요소마다 컨버터가 사용되며 계통과 배터리를 위해 양방향 컨버터, PV와 연료 전지에서 단방향 컨버터가 사용된다. 입출력 관계에 따른 효율을 반영할 경우 그림 3.13과 같은 입출력 조건에서 전력 평형식은 식(3.11)과 같이 나타낼 수 있다. PV 컨버터, ESS 컨버터, AC 컨버터의 효율을 각각 η_{pv} , η_{bat} , η_{grid} 라고 할 때 각 요소의 전력은 식(3.12)-식(3.13)로 표현될 수 있으며 이 때 충방전 효율은 같다고 가정하였다. 따라서 최종적으로 교류 계통으로부터 소비되는 전력은 식(3.14)와 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{\text{grid_dc}}(t) = P_{\text{load}}(t) - P_{\text{pv_dc}}(t) - P_{\text{bat_dc}}(t) \quad (3.11)$$

$$P_{\text{pv_dc}}(t) = \eta_{\text{pv}} \cdot P_{\text{pv}}(t) \quad (3.12)$$

$$P_{\text{bat_dc}}(t) = \begin{cases} P_{\text{bat}}(t) \cdot \eta_{\text{bat}} & P_{\text{bat}}(t) \geq 0 \\ P_{\text{bat}}(t) / \eta_{\text{bat}} & P_{\text{bat}}(t) < 0 \end{cases} \quad (3.13)$$

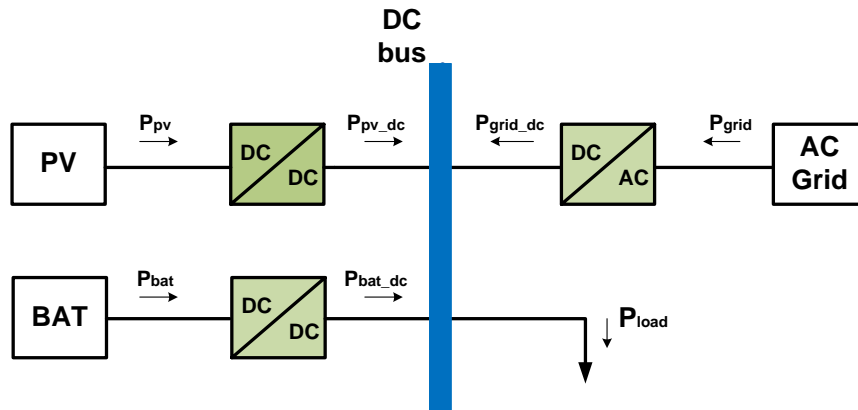


그림 3.13 직류 배전시스템의 전력 흐름도.

Fig. 3.13 Power flow in DC distribution system.

$$P_{\text{grid}}(t) = \begin{cases} (P_{\text{load}}(t) - P_{\text{pv_dc}}(t) - P_{\text{bat_dc}}(t)) / \eta_{\text{grid}} & , P_{\text{grid_dc}}(t) \geq 0 \\ (P_{\text{load}}(t) - P_{\text{pv_dc}}(t) - P_{\text{bat_dc}}(t)) \cdot \eta_{\text{grid}} & , P_{\text{grid_dc}}(t) < 0 \end{cases} \quad (3.14)$$

계통을 통해 출입하는 전력 역시 식(3.15)와 같이 컨버터에 의해 그 값이 제한된다.

$$P_{\text{grid_min}} \leq P_{\text{grid}}(t) \leq P_{\text{grid_max}} \quad (3.15)$$

연료 전지 발전으로 인한 전력은 교류 그리드가 분리되고 사고 시에만 사용되는 것을 가정하였기 때문에 포함하지 않았다.

계통 전력 가격은 계통단의 출입 전력과 곱해져서 EMS 최적화 과정의 목적 함수에 사용되기 때문에 스케줄링을 결정하는데 매우 중요한 요소이다. 전력 가격은 고정 요금 및 전력 거래 시장을 통한 시장 가격 등 다양한 방법으로 고려될 수 있으나 본 논문에서는 편의성과 가격의 변동성을 고려하여 시간대 별 차등 요금제를 가정하여 적용하였다. 시간대 별 차등 요금제는 전력 수요가 비교적 낮은 심야 시간대의 전기 요금을 낮게 책정하고, 전력 수요가 비교적 높은 낮, 저녁 시간대의 전기 요금을 높게 책정함으로써 균일한 전력 수요를 유도한다는 장점이 있다. 본 논문에서는 시간대를 3개로 구분하여 식(3.16)과 같이 전기 요금을 나타내었다[78].

$$C_{\text{elec}} = \begin{cases} 60 \text{ [won/kWh]} & : \text{off-peak time (10pm-7am)} \\ 120 \text{ [won/kWh]} & : \text{mid-peak time (7am-11am and 5pm-10pm)} \\ 180 \text{ [won/kWh]} & : \text{high-peak time (11am-5pm)} \end{cases} \quad (3.16)$$

3.3.2 에너지 관리 최적화 접근 방안

본 절에서는 EMS의 문제를 정의하고 최적 해를 찾는 방법을 제안한다. 문제의 정의는 최적 변수를 통해 목적 함수를 최소화 하는 일반적인 정식화 과정을 따른다. 제안한 접근 방법의 순서도를 그림 3.14에 나타내었으며, 박스 안은 실시간으로 전력 시스템의 스케줄링이 수행되는 과정을 보여주고 있다. 그림 3.14에서 알 수 있듯이 한 사이클에서는 크게 두 가지, 예측 과정과 최적화 과정을 거친다. 최적해가 도출된 후 EMS 모듈은 각 요소에 전력 분배 명령을 보낸다.

EMS를 위한 초기화 단계에서는 가격 정보와 개별 컨버터의 정격이나 제한조건 등이 입력되고 본격적인 실시간 최적화는 측정단계로부터 시작한다. 이 단계에서는 시간 t 에서의 발전이나 부하 정보, 배터리의 SOC 그리고 기상 정보 등의 측정값을 입력 받는다.

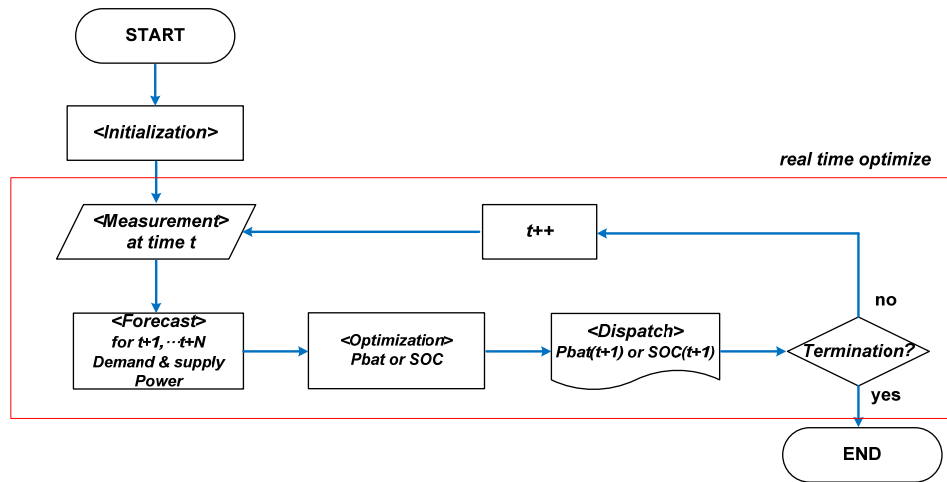


그림 3.14 에너지 스케줄링을 위한 과정.

Fig. 3.14 The process of EMS for energy scheduling.

예측단계에서는 시간 $t+1$ 에서부터 $t+N$ 까지의 부하나 신재생 에너지의 발전량을 예측한다. 이 단계는 전력 시스템에서 매우 중요한 요소로 발전기 운영계획, 경제 급전, 스케줄링 등과 관련한 다양한 시스템의 동작은 정확한 예측에 의해 효과적으로 수행될 수 있다. 이를 위해 기본적인 시계열 예측 방법인 추세나 확률에 기반한 방향성을 보여주는 AR (auto regressive) 방법을 시작으로 빠르고 정확한 예측을 위한 ANN (artificial neural network) 혹은 SVM (support vector machine) 방법까지 다양한 예측 방법들이 연구되고 있다[74], [79]-[82]. 단, 정확한 예측 알고리즘에 대한 내용은 본 논문의 주제를 넘어서기 때문에 일정한 오차 범위 내에서 예측이 잘 이루어진다고 가정하고 최적화 과정을 진행한다.

최적화는 [83]에서 수학적 분석과 직관적인 원리가 소개된 동적 계획법 (dynamic programming, DP)을 통해 달성하며 최적화를 통해 도출된 결과에 따른 SOC를 유지하도록 스케줄링이 결정되며 이러한 과정은 매 시각마다 실시간으로 수행된다.

최적화에 대한 자세한 설명은 다음과 같다.

(1) 동적 계획법

동적 계획법은 시간적으로 연속된 결정이나 다단계적인 문제의 해결을 제한 조건하에서 최적화하도록 정형화하거나 해를 찾는 최적화 기법 중의 하나이다. 기본 개념은 상태변수 x_k 와 각 단계별 독립 결정변수 u_k 를 이용해서 각 단계를 산정하는 다단계 해결방법이며 비용함수 $f_k(x_k, u_k)$ 는 각 단계 k 에서 산정하고 식(3.17)과 같이 이산 시간의 형태로 표현할 수

있다.

$$x_{k+1} = f_k(x_k, u_k) \quad (3.17)$$

이 때 $k=0, 1, \dots, N-1$ 이며 결정과정은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\pi = \{u_0, u_1, \dots, u_{N-1}\} \quad (3.18)$$

x_0 에서 시작 시 비용은 식(3.19)와 같이 나타낼 수 있다.

$$J_\pi(x_0) = L_N(x_N) + \sum_{k=0}^{N-1} L_k(x_k, u_k) \quad (3.19)$$

이 때 N 은 총 단계 수, L_k 는 해당 단계에서 발생한 비용함수를 의미한다.

따라서 최적 비용 함수는 전체 비용이 최소가 되는 것이며

$$J^*(x_0) = \min_{\pi} J_\pi(x_0) \quad (3.20)$$

최종 결정 과정은 $\pi^* = \{u_0^*, u_1^*, \dots, u_{N-1}^*\}$ 이며 식(3.21)과 같이 최적 비용이 결정된다.

$$J_{\pi^*}(x_0) = J^*(x_0) \quad (3.21)$$

즉, N 단계까지 이르는 모든 경로 비용을 하위 문제로 나누어 계산하고 전체 비용이 가장 작거나 많은 경로를 최적 경로라고 결정을 내린다. 최종 경로의 결정은 최종 단계 N 을 시작으로 후진법에 의해 도출하며 마지막 단계에서 $J^*(x_0)$ 가 결정된다.

$$u_k^* = \arg \min_{u_k} (L_k(x_k, u_k) + J_{k+1}(f_k(x_k, u_k))) \quad (3.22)$$

에너지 관리의 최적화를 위해서는 SOC의 상태가 제어 변수가 될 수 있으며 비용함수는 전기 사용 비용과 관계되고 그림 3.15와 같은 과정을 통해 동적 계획법의 적용이 가능하다.

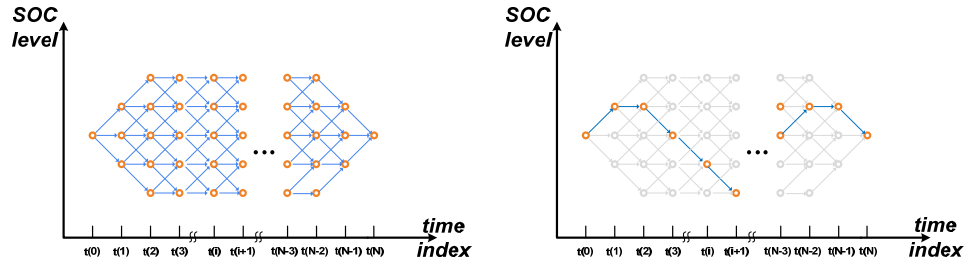


그림 3.15 에너지 관리 최적화를 위한 동적 계획법 예시.

Fig. 3.15 An example of dynamic programming algorithm for the optimal energy management.

(2) 최적화 문제의 정식화

제안된 직류 그리드는 계통과 태양광 발전, 연료전지, 배터리로 구성되어 있으며 장기적 운영 방안의 목적은 안정적이고 경제적인 전력 공급이다. 이를 위해 배터리는 대기 전력용과 피크 저감용으로 나누어 동작하도록 하며 대기 전력용을 위해 SOC의 마진을 남겨둔다. 연료전지는 수소 연료를 사용하기 때문에 발전 비용이 비교적 높으며 따라서 비상 발전용으로 사용한다고 가정하였다. 경제적 운영을 위해서는 운영비용이 최소화 되는 발전 및 충방전 스케줄링을 시도한다. 그러므로 신재생 에너지에 의한 발전 비용은 무시한다고 가정할 경우, 신재생 에너지 발전을 최대화 하는 것이 유리하다.

최적 스케줄링을 위해 우선적으로 최적화의 기준이 되는 목적 함수를 정의해야 한다. 운영비용은 전기 가격에 의해 결정되며 따라서 유틸리티로부터 공급 받는 에너지 비용을 계산하기 위해 시간은 T 간격으로 나누며 장기 발전 스케줄링 문제는 다음과 같이 정식화 될 수 있다.

$$J_1 = \sum_{t=1}^T (P_{\text{grid}}(t) \cdot C_{\text{elec}}(t)) \quad (3.23)$$

식(3.23)에서 $P_{\text{grid}}(t)$ 는 t 시각에 계통단으로 출입하는 전력의 크기이며, $C_{\text{elec}}(t)$ 는 t 시간의 전력 요금으로 식(3.16)을 이용하였다. 따라서 목적 함수에 포함되는 식(3.23)은 시스템이 부하의 전력을 안정적으로 공급하기 위한 전력 요금의 총합을 나타낸다. 목적 함수에 포함될 다음 항목은 배터리 SOC의 변화를 나타내는 항이다. 잦은 배터리 SOC 변화는 곧 배터리가 자주 충방전 된다는 것을 의미하고, 이것은 배터리의 SOH (State of Health)에 좋지 않은 영향을 미친다. 즉, 과도하게 빈번한 SOC 변동은 노화를 촉진시키며 이를 제한하기 위해 목적 함수에 식(3.24)로 표현된 항을 포함하였다.

$$J_2 = \sum_{t=1}^T (\gamma \cdot \Delta SOC(t)) \quad (3.24)$$

위 식에서 γ 는 SOC 변동의 증가적인 비용 상수로써 배터리의 교체 비용을 고려하여 산정하였으며, $\Delta SOC(t)$ 는 t 시간에서 SOC의 변화를 의미한다. 따라서 최종 목적 함수는 식(3.25)와 같이 정의된다.

$$J = J_1 + J_2 \quad (3.25)$$

위의 목적 함수 최적화를 통해 계통 전력 소비를 최소화 하는 동시에 SOC 변동을 최소화 하여 안정적인 전력 공급과 배터리 사용의 두 목적을 달성할 수 있으며 이는 최소 운영 비용과 배터리 유지 및 교체 비용을 의미한다. 따라서 전기 요금이 증가하고 시간대별 요금의 차가 커지고 배터리 교체 비용이 감소할수록 J_1 에 의한 영향이 커지게 되고 이는 배터리를 더욱 능동적으로 이용하고 계통과 전력 거래를 활발하게 하는 스케줄링 결과를 도출하게 된다. 하지만 계통 연계 컨버터의 효율이

낮아질수록 전력 거래의 효과는 줄어들 수 있으며 따라서 비용함수 계산 시 효율이 고려되어야 한다. 시스템의 제약 요소는 결정적인 요인과 확률적인 요인 두 가지로 분류할 수 있다. 우선, 결정적인 요인은 시스템 모델링에서 대부분 설명되었으며 충방전 동작, 전기 가격, 전압의 변동 등 각종 특성들이 여기에 포함된다. 부하 프로파일의 경우 확률적인 요인에 속하지만 장기간의 실측 데이터 수집이 어려운 관계로 앞서 수립된 부하 모델의 프로파일을 이용하여 모의 실험을 수행함으로써 본 논문에서는 결정적인 요인에 포함시키도록 하였다. 확률적인 요인의 경우 일사강도나 온도 정보 등이 이러한 영역에 속하며 이를 기반으로 한 신재생 에너지의 발전량 역시 동일한 범주에 속한다.

다음에 설명될 동적 계획법 기반의 최적화 과정은 이러한 제약요소가 고려되었다. 정확하고 정밀한 예측 결과는 더욱 효율적인 최적화 결과를 가져올 수 있으며 따라서 전체 시스템 운영의 효율성을 향상시키기 위해 최적 스케줄링이 수행되기 전 예측 과정이 수행되어야 한다.

(3) 최적화 과정

최적화를 위한 제어 변수는 배터리의 SOC 레벨인 $SOC(t)$ 이다. 시스템의 구성 요소에서 오직 배터리만이 능동적으로 평균 전력을 조절함으로써 부하 평준화나 시간에 따른 전력 이동이 가능하다. 나머지 태양광 발전이나 교류 계통으로부터의 전력공급은 부하와 전력 평형을 이루기 위해 수동적으로 이루어진다. 따라서 배터리의 SOC 레벨은 동적 계획법 적용 시 주요 변수로 사용될 수 있다. SOC 레벨의 변화는

시스템에서 전체 전력의 흐름을 결정하고 이로 인해 매 충방전 동안 비용이 평가된다. SOC 레벨의 최적 스케줄링을 찾기 위해 알고리즘은 시간 $t=1$ 에서 T 시간까지 모든 변동 가능한 SOC 값을 검토한다.

특정 시간 t_i 에서의 SOC 레벨이 (e.g. $SOC(t_i)=0.5$) 로 주어졌을 때, 다음 시각인 t_{i+1} 에서 선택 가능한 SOC 레벨은 식(3.23)-식(3.25)의 목적함수와 식(3.26)에 의해 제한된다.

$$SOC_{\min}(t+1) \leq SOC(t+1) \leq SOC_{\max}(t+1) \quad (3.26)$$

알고리즘은 위의 선택 가능한 구간 내의 모든 변동 가능한 후보군을 정해진 단위 (e.g. $\Delta SOC(t_i)=0.01$) 마다 그 변동에 의한 목적 함수의 값을 계산한다. 이 때, 변동 가능 단위는 컨버터의 정격과 최적화 정밀도를 고려하여 선정하였고 SOC 레벨 변동에 따른 목적 함수의 계산은 앞서 설명되었다. SOC 레벨 변동의 크기에 의해서 배터리의 입출력 전력은 식(3.27)과 같이 결정되며

$$P_{\text{bat,ref}}(t) = \frac{V_{\text{bat}} \cdot C_n}{T_{\text{period}}} (SOC(t+1) - SOC(t)) \quad (3.27)$$

계통 연계 컨버터가 이를 감당할 수 있는 정격을 만족하는 범위 내로 스케줄링이 제한될 수 있다. 식(3.24)-식(3.27)에 의해 해당 단계에서 비용은 식(3.28)과 같이 결정될 수 있다.

$$C = \min\{(c_{\text{elec}}(t) \cdot P_{\text{grid}}(t)) + \gamma \cdot \Delta SOC(t)\} \quad (3.28)$$

PV 전력과 부하 전력 등이 주어지면 식(3.13)과 식(3.14)에 의해 계통단의 입출력 전력을 계산할 수 있고, 식(3.26)의 목적 함수를 바탕으로 비용을 계산할 수 있다. 식(3.28)과 같이 특정 시간과 SOC 레벨에서 선택 가능한

구간 내의 모든 SOC 변동의 결과로 도출되는 목적 함수 중 가장 크기가 작은 것을 선택하여 그것을 해당 구간에서의 최적 경로 혹은 전력 스케줄링을 결정한다. 에너지 관리 목적의 SOC변화를 위한 배터리의 충방전 명령은 식(3.29)에 의해 전력의 값으로 계산된다.

$$SOC_T = \arg_i \min \{J(SOC(i), T)\} \quad (3.29)$$

3.3.3 모의 실험 결과

본 논문에서 제안된 제어 전략을 검증하기 위해 그림 3.13과 같은 간단한 직류 배전 시스템을 구성하였으며 모의 실험을 위해 그림 3.16과 같이 Matlab/Simulink를 이용한 시스템의 간단 모델을 구축하였다. 부하는 3.3.1절에서 모델링 한 부하를 대상으로 임의 생성된 부하 프로파일을 사용하였으며 용량 정보는 표 3.3에 나타내었다.

발전량과 부하량의 예측오차는 10%로 가정하였으며 신재생 에너지 발전은 최대 전력점 추종 제어를 가정하였다. 제안한 방법의 적절성을 확인하기 위해 에너지 관리 알고리즘을 적용시켰을 때와 그렇지 않은 경우에 대해서 모의 실험한 결과를 표 3.4에 나타내었다. DP를 사용하지

표 3.3 모의 실험을 위한 직류 배전 시스템의 사양

Table 3.3 Specifications of DC distribution system for the simulation

AC system 용량	4kW
PV system 용량	1.8kW
ESS system 용량	2kW
최대 부하	2kW

Fig. 3.16 Matlab/Simulink model block for calculation of energy consumption.

Table 3.4 Comparison of the energy consumption and operating costs according to energy management strategy

Period	Demand Load [kWh]	w/o DP		EMS using DP		Improvement	
		Utility consume [kWh]	Operating Cost [1000 KRW]	Utility Consume [kWh]	Operating Cost [1000 KRW]	Energy	Cost
Jan.	249	243	28.4	257	26.2	-5.5%	8.4%
Apr.	227	187	20.3	189	19.6	-1.1%	3.6%
Jul.	251	224	25.4	226	24.6	-0.9%	3.3%
Oct.	226	201	22.5	203	21.2	-1%	6.1%

목적으로 하였기 때문이며 소비전력량의 증가는 컨버터로 인한 손실 때문이다. 부하에 비해 태양광 발전량이 적어 그 효과가 적게 나타났으며 태양광 발전량이 증가하고 배터리의 용량 및 전력 운용 용량이 늘어날수록 J_1 의 영향이 커지게 되어 더욱 많은 비용절감 효과를 기대할 수 있다.

그림 3.17은 운영 알고리즘이 적용되었을 때 직류 버스 전압과 ESS 컨버터의 오프셋 전압을 보여주고 있으며 그림에서 알 수 있듯이 ESS 컨버터의 오프셋 전압 변동을 통해 에너지 스케줄링이 이루어지고 있다. 그림 3.18은 운영 방법에 따른 SOC의 변화를 보여주며 최적 알고리즘이 적용된 경우에는 가격이 저렴할 때 충전하고 높을 때 방전하는 행태를 보이는 반면 그렇지 않을 때는 배터리의 활용도가 낮을 것을 확인할 수 있다. 즉, 제안한 방법은 운영 비용을 저감하면서 $\pm 2.5\%$ 이내의 안정적인 전압을 유지할 수 있다. 배터리의 용량이 부하의 크기에 비해 충분히 크지 않기 때문에 그림 3.18에서 SOC 변동폭이 비교적 크고 목적함수에

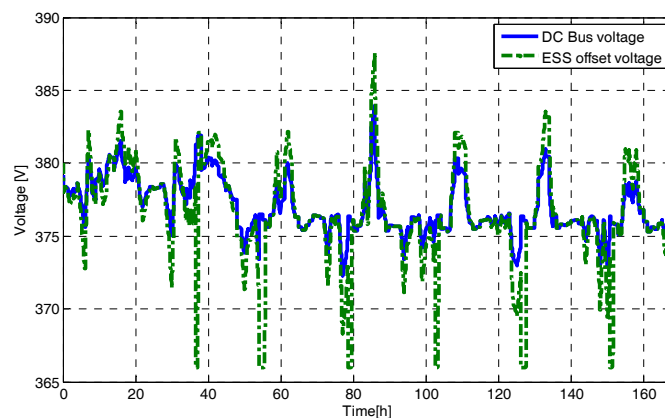


그림 3.17 운영 알고리즘 적용 시 전압 변동.

Fig. 3.17 Voltage variation with DP algorithm.

배터리 사용량에 대한 가중치를 증가시켜 변동폭을 제한할 수도 있다.

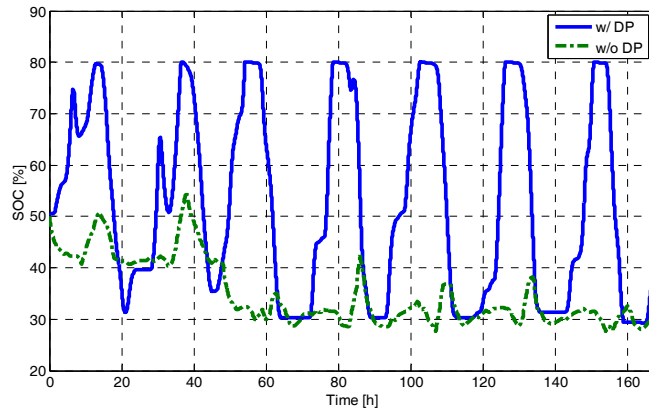


그림 3.18 운영 알고리즘에 따른 SOC 변화.

Fig. 3.18 SOC variation according to operational strategy.

3.4 전력 제어 알고리즘 – 로컬 제어

로컬 제어기는 드롭 제어를 기반으로 하며 따라서 분산 전원 및 로컬 부하의 정보를 직접 관찰함으로써 출력 전압을 안정적으로 유지하고 상위 명령을 수행하는 역할을 한다. 컨버터는 전원의 특성에 따라 다른 동작이 요구되기 때문에 이를 고려하여 개별 컨버터의 전압 및 전력 분배 알고리즘을 설명한다.

3.4.1 PV 컨버터 제어

태양광 발전 시스템에 포함된 컨버터 모듈은 앞에서 설명했듯이 전압 제어(off-MPPT)와 최대 전력점 추종 제어(MPPT) 두 가지 모드를 가진다. 그림 3.19는 컨버터의 제어 블록을 나타낸 것으로 로컬 제어기는 내부 전류 루프와 외부 직류 버스 전압 루프 또는 태양광 어레이 전압 루프로 구성된다. 이처럼 two-loop으로 구성할 경우 빠르고 안정적인 제어를 설계하는데 유리하며 사고 시 전류 제한이 가능하다는 장점을 가진다.

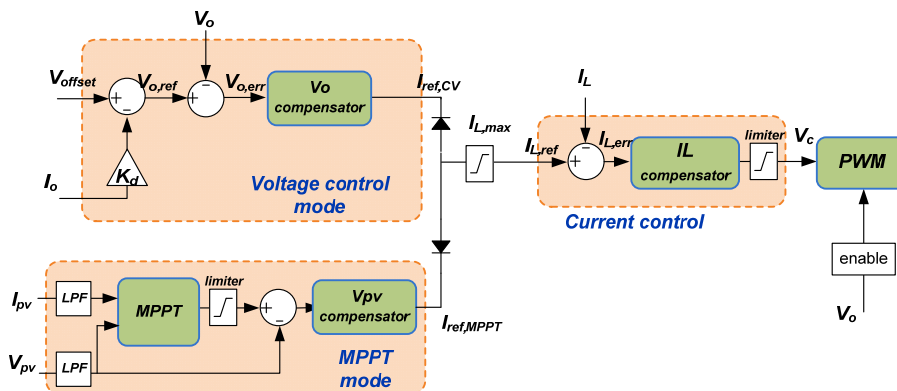


그림 3.19 PV 컨버터의 제어 블록 다이어그램.

Fig. 3.19 Control block diagram of the PV converter.

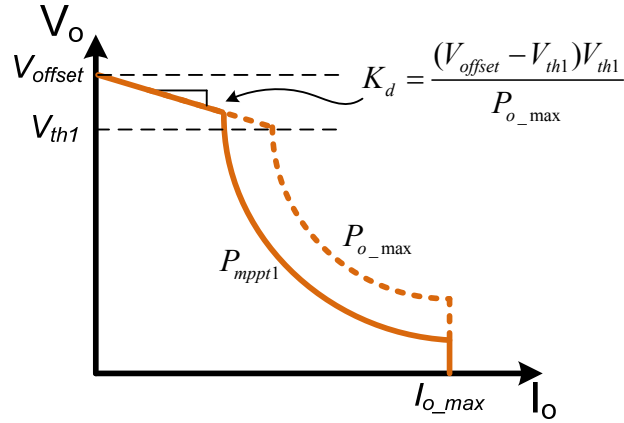


그림 3.20 PV 컨버터의 V-I 특성 곡선.

Fig. 3.20 V-I characteristic curve of the PV converter.

태양광 발전용 컨버터 동작을 위한 V-I 곡선을 그림 3.20에 나타내었으며, 직류 전압 제어 모드와 MPPT 제어 모드 두 가지로 동작이 가능하다. 먼저 직류 버스 전압이 일정 값 이상일 때 동작하는 정전압 제어 (off-MPPT) 블록을 살펴본다. 전압 루프는 식(3.30)과 같이 출력 전류 I_o 가 영일 때의 정격 전압 레퍼런스 V_{offset} 과 드롭 전압 $K_d \cdot I_o$ 를 이용하여 직류 버스의 전압 지령치 $V_{o,ref}$ 를 생성한다. 전압 제어기의 보상기는 직류 버스 전압 V_o 가 $V_{o,ref}$ 를 추종하도록 설계되며 출력 값으로 전류 지령치 $I_{L,ref}$ 를 생성한다.

$$V_{o,ref} = V_{offset} - K_d \cdot I_o \quad (3.30)$$

신재생 발전의 활용도 증가를 목표로 최대 전력 추종 제어 구간을 넓게 하기 위해 V_{offset} 을 비교적 높게 선정하며 직류 버스의 정규 전압을 380V 라고 가정할 경우 V_{offset} 을 395V로 선정하였다. 이는 버스 전압이 395V 이상이 되면 태양광 발전을 중단하는 것을 의미한다. 드롭 계인

K_d 를 설계하기 위해 정전압 모드로 들어가는 최소 직류 버스 제어 전압 V_{th1} 이 설정되며 따라서 K_d 는 식(3.31) 과 같이 설계된다. 이 때 드롭 계인은 케이블의 등가 저항을 포함하며 케이블의 등가 저항보다 크면서 적절한 마진을 고려하여야 한다.

$$K_d = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_o} = \frac{V_{offset} - V_{th1}}{I_o} = \frac{V_{offset} - V_{th1}}{\left(\frac{P_{o,max}}{V_{th1}} \right)} \quad (3.31)$$

이 때, $P_{o,max}$ 는 PV 컨버터의 최대 정격 전력을 의미한다.

두 번째 최대 전력점 추종 제어 블록은 최대 전력점 추종 알고리즘을 구현한 부분과 MPPT 블록의 출력으로 패널 전압 $V_{pv,ref}$ 를 추종하기 위한 보상기로 구성된다. 대표적인 MPPT 알고리즘으로 Perturb and Observe (P&O)와 Incremental Conductance(IncCond) 방법이 있으며 본 논문에서는 P&O 방법을 이용하여 최대 전력점을 추종하였다[31]. 이 때, 저대역 통과 필터(Low Pass Filter, LPF)를 사용하여 평균 전력을 측정하였으며 $V_{pv,ref}$ 는 수십 ms 단위로 업데이트된다.

기상 조건에 따라 발전 가능한 최대 전력 값은 바뀔 수 있으며 따라서 정전력 곡선은 그림 3.20과 같이 조건에 따라 바뀌게 된다. 이는 모드 변환 전압 레벨이 수시로 바뀌게 됨을 의미하며 모드 변환은 식(3.32)와 같이 두 제어기의 출력 값 $I_{ref,CV}$ 와 $I_{ref,MPPT}$ 비교를 통해 자동적으로 결정되고 따라서 원활한 모드 변동이 가능하다.

$$I_{L,min} \leq I_{L,ref} (= \min\{I_{ref,CV}, I_{ref,MPPT}\}) \leq I_{L,max} \quad (3.32)$$

내부 루프인 전류 제어기는 제어 전압 V_c 를 통한 PWM 신호를 이용하여 인덕터 전류 I_L 이 지령치를 잘 따라가도록 보상기를 설계한다.

소신호를 포함한 보상기 설계에 대한 자세한 설명은 4장에서 다룬다.

3.4.2 ESS 컨버터 제어

ESS 컨버터는 자율 제어(Auto)와 에너지 관리 제어(EMS) 두 가지 모드를 가지며 그림 3.21과 같이 전압 드롭 제어를 기본 동작으로 내부 전류 루프와 외부 전압 루프로 제어 블록이 구성된다. ESS 컨버터는 전력 분배 및 에너지 관리를 수행하는데 중요한 역할을 하며 드롭 변수의 제어를 통해 이러한 목적을 수행한다. 그 중 전압 오프셋 값을 조절하기로 하며 그림 3.22와 같이 전압-전류의 동작점은 안정적인 동작을 위해 음영된 부분 내에서 정해질 수 있다. 외부 전압 제어기는 출력 전압 V_o 가 지령치 $V_{o,ref}$ 를 추종하도록 하는 역할을 하며 보상기를 통해 출력 전류 지령치를 결정한다. $V_{o,ref}$ 는 식(3.33)과 같이 구성될 수 있으며 출력 전압 축의 절편에 해당하는 값은 앞의 세 값에 의해 결정되고 드롭 기울기는 K_d 에 의해 결정된다.

$$V_{o,ref} = V_{offset} + \Delta V_{offset,SOC} + \Delta V_{offset,EMS} - K_d \cdot I_o \quad (3.33)$$

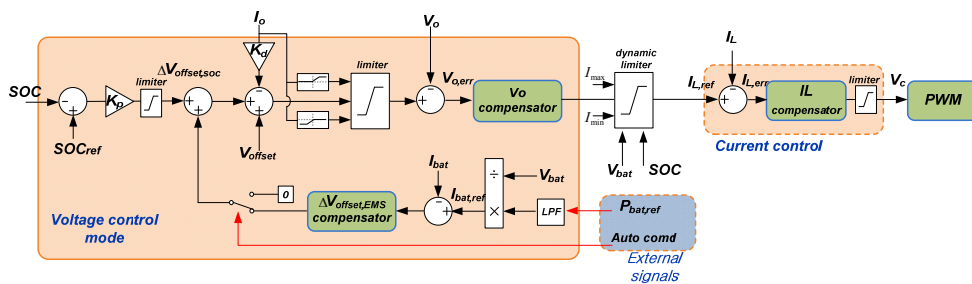


그림 3.21 ESS 컨버터의 제어 블록 다이어그램.

Fig. 3.21 Control block diagram of the ESS converter.

V_{offset} 은 고정된 값으로써 직류 버스의 전압이 정규 전압 근처에 있을 시 충방전 전류가 많지 않도록 정규 전압 380V로 정한다. $\Delta V_{offset, SOC}$ 는 SOC에 따라 전압 지령치의 편차를 주기 위한 것으로 식(3.34)와 같이 표현 가능하며

$$\Delta V_{offset, SOC} = K_p \cdot (SOC_{ref} - SOC) \quad (3.34)$$

SOC_{ref} 를 0.5로 정하였으며 P계인을 통해 값을 보상하도록 하였다. 예를 들어, SOC가 0.5보다 작을 경우 전압 지령치가 상승하여 부하 분담률이 감소하게 됨을 의미한다. 이 값은 오작동 방지와 안정적인 동작 및 전압 레귤레이션을 위해 리미터를 이용하여 식(3.35)와 같이 제한하였다.

$$-5 \leq \Delta V_{offset, SOC} \leq 5 \quad (3.35)$$

ESS용 컨버터의 전압-전류 곡선은 자율적으로 선정될 수 있을 뿐 아니라 상위 EMS의 명령을 수행하기 위해 조절될 수도 있다. 그림3.21의 Auto comd 신호에 의해 자율모드와 EMS에 의한 제어가 결정되며 자율 모드일 경우 $\Delta V_{offset, EMS}$ 는 영의 값으로 정해지며 명령 모드일 경우 이를 수행하기 위한 $\Delta V_{offset, EMS}$ 값이 피드백 보상기를 통해 결정된다. 제어 명령은 전력 지령치와 함께 입력되며 전력 지령은 저역 통과 필터를 거친 후 해당 배터리 전류 $I_{bat, ref}$ 지령을 계산하여 측정값과 비교 함으로써 오프셋 보상값을 결정하게 된다.

드롭 계인 K_d 는 식(3.31)과 동일한 방법으로 전압과 전류의 변동 폭을 고려하여 식(3.36)과 같이 계산할 수 있으며, 정상상태 동작이 허용 범위 ($380V \pm 20V$) 내에서 유지될 수 있도록 설계하였다.

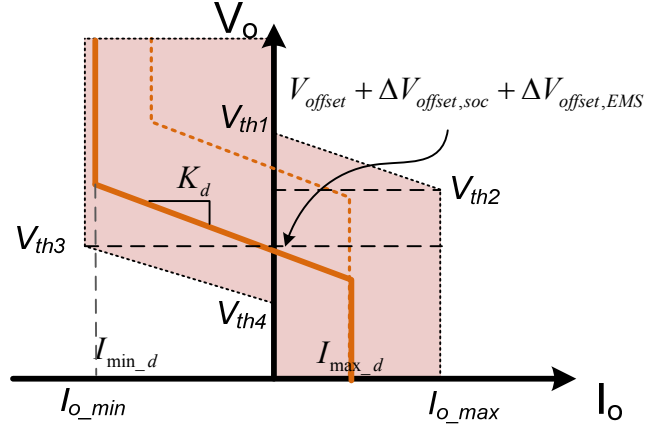


그림 3.22 ESS 컨버터의 V-I 특성 곡선.

Fig. 3.22 V-I characteristic curve of the ESS converter.

$$K_d = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_o} = \frac{V_{th1} - V_{th2}}{\left(\frac{P_{o,max}}{V_{th2}} \right)} \quad (3.36)$$

식(3.33)의 전압 지령치는 동작 영역을 그림 3.22와 같이 제한하게 되며 충전일 경우와 방전일 경우에 따라 그 영역이 다르게 적용된다. 양의 전류는 방전을 의미하며 일정 전압 이상에서는 방전을 하지 않도록 제한하고 충전의 경우도 동일하다. 이를 위해 전압 지령치는 식(3.37)을 이용하여 제한되도록 한다.

$$\begin{cases} V_{o,ref} \leq V_{th1} - K_1 \cdot I_o, & \text{when } I_o \geq 0 \\ V_{o,ref} \geq V_{th4} - K_2 \cdot I_o, & \text{when } I_o \leq 0 \end{cases} \quad (3.37)$$

K_1 과 K_2 는 출력 전류가 양과 음일 때의 기울기를 의미하며 본 연구에서는 K_d 와 동일한 값 ($K_d=K_1=K_2$)으로 선정하였다.

전압 보상기는 이렇게 결정된 전압 지령치를 잘 추종하는 역할을 하며 보상기의 출력은 인덕터 전류의 지령치 $I_{L,ref}$ 가 된다. 에너지 저장상태에

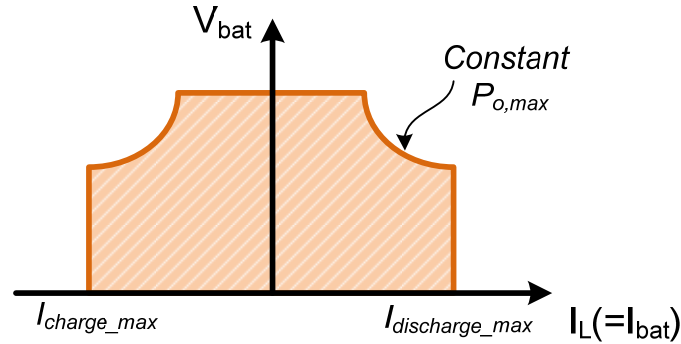


그림 3.23 컨버터 정격을 고려한 배터리 전압과 전류의 제한 영역.

Fig. 3.23 The limited area of battery voltage and current regarding converter power rating.

따라 배터리의 전압이 바뀌는 특성에 대한 고려와 충방전 전류를 제한하기 위해, 동적 리미터를 이용하여 전류 지령치를 제한할 수 있다. 이러한 전류의 제한은 그림 3.23과 같이 최대 충방전 허용 전류와 컨버터 정격 그리고 배터리 전압에 의해 결정된다. 전류 보상기는 앞의 경우와 마찬가지로 인덕터 전류가 앞서 결정된 인덕터 전류 지령치를 잘 따라가도록 설계된다.

3.4.3 AC 컨버터 제어

AC grid 와 연계된 컨버터는 연결 상태와 제어 목적에 따라 직류 버스 전압 제어, 교류 버스 전압 제어(독립운전), 전력제어 세가지 모드로 동작할 수 있다. 컨버터가 교류 그리드와 연결되었을 때는 다른 분산 전원과 함께 드롭을 통한 직류 버스 전압을 제어하거나 상위 관리자의 명령에 따라 전력 지령을 전달받아 유·무효 전력 제어를 한다. 대부분의 시간 동안 직류 버스 전압 제어 모드로 동작하게 되며 외부 전압

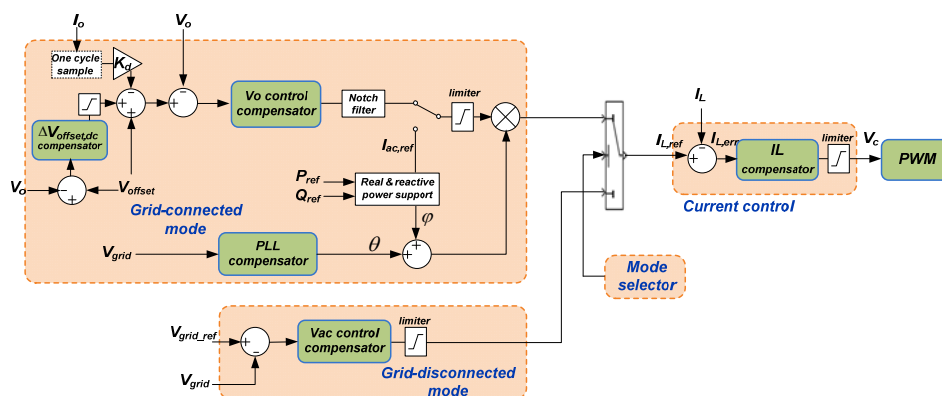
$$\begin{cases} V_{o,ref} = V_{th3} - K_{d1} \cdot I_o + \Delta V_{offset} & , \text{ when } I_o \leq |I_{o_small}| \\ V_{o,ref} = V_{th3} - K_{d1} \cdot I_{o_small} - K_{d2} \cdot I_o + \Delta V_{offset} & , \text{ when } I_{o_small} < I_o \leq I_{o_max} \\ V_{o,ref} = V_{th3} + K_{d1} \cdot I_{o_small} - K_{d2} \cdot I_o + \Delta V_{offset} & , \text{ when } I_{o_min} \leq I_o < -I_{o_small} \end{cases} \quad (3.38)$$


Fig. 3.24 Control block diagram of the AC grid connected converter.

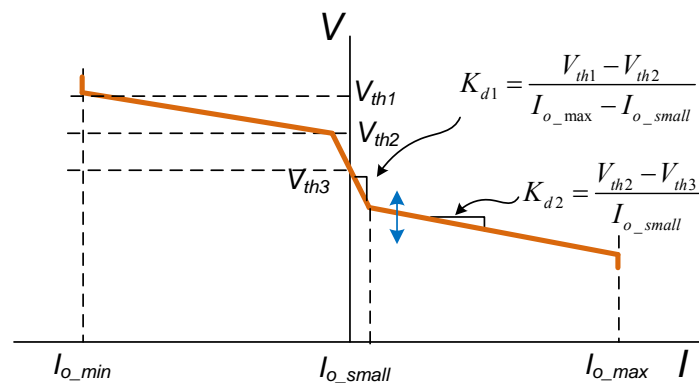


Fig. 3.25 V-I characteristic of the AC grid connected converter.

오프셋 전압 V_{th3} 은 정규 전압 380V로 정하였다. 비교적 큰 드롭 계인 K_{d1} 을 가지는 구간에서는 ac/dc 컨버터를 통해 전달되는 전력이 적게 설계되기 때문에 외부 전력의 사용이 감소된다. 반면에 많은 부하가 요구될 경우 이 영역을 벗어날 가능성이 커지며 완만한 드롭 계인 K_{d2} 에 의해 전압 조정 성능을 향상시키면서 부하에 공급하는 전력의 비중을 키울 수 있다. 전압 지령의 심한 변동이나 이로 인한 전류 왜곡을 방지하기 위해 드롭 전압은 느리게 변화하도록 하였다. 또한 추가적인 직류 버스 전압의 조정 성능을 더욱 향상 시키기 위해 ΔV_{offset} 전압을 추가하였다. 이 전압은 버스 전압이 드롭 계인에 따라 변하는 것을 보상하여 장기적으로 380V를 크게 벗어나지 않은 채 직류 버스가 제어될 수 있도록 오프셋 전압을 추가한 것으로 출력 전압 보상기에 비해 더욱 느린 동특성을 가진다. 전압 보상기의 출력은 필터를 통과한 후 PLL의 출력과 곱해져 전류 지령치를 생성하게 된다. 유·무효 전력 지령이 있을 경우 해당 전류 및 위상을 위한 새로운 전류 지령이 생성되며 이 때 직류 버스 전압은 다른 전원과 연계된 컨버터에 의해 유지된다.

계획 정전이나 갑작스런 사고에 의해 계통은 마이크로그리드와 분리될 수 있으며 이 때 교류 전원이 공급되어야 할 필요가 있으면 독립운전으로 교류 버스 전압을 제어할 수 있다. 이 때 제어는 그림 3.24와 같이 계통 분리 모드로 전환하고, 전류 지령치는 교류 전압을 추종하도록 결정된다. 단, 소규모 직류 그리드를 대상으로 하기에 본 연구에서 P, Q 제어는 고려하지 않고 전압, 전류를 동위상으로 제어하는 경우만 고려한다.

3.4.4 모의 실험 결과

본 논문에서 제안된 제어 전략의 동특성을 확인하기 위해 Matlab/Simulink를 이용하여 디지털 제어 기반의 직류 배전 시스템의 모델을 구성하였으며 4장에서 설계된 제어 값을 사용하였다. 그림 3.26은 부하 변동에 따른 순시적인 전압 변동과 전력 분배 결과를 나타낸 것으로 모든 구성요소가 정상상태이며 ESS 컨버터는 EMS에 의한 스케줄링 없이 자동 모드로 동작하는 경우이다. 세가지 타입의 전원은 드롭 제어를 통해 버스 전압을 결정하며, 직류 버스에 연결된 부하가 500W 정출력을 요구하다가 0.5초에 1kW로 증가할 때, 시스템의 정해진 V-I 특성에 의해 버스의 전압은 감소하는 것을 확인할 수 있다. 급격한 부하 변동에

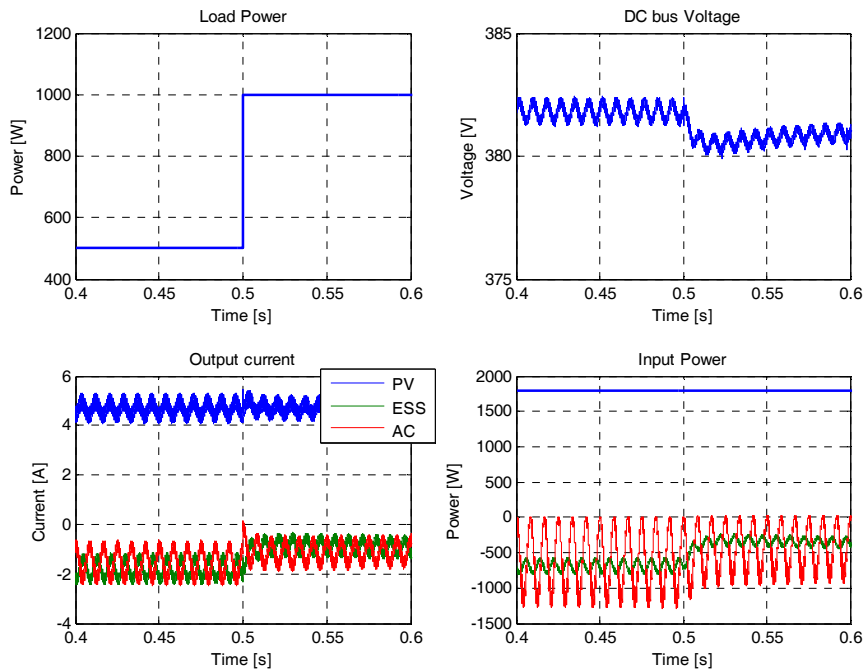


그림 3.26 부하 변동에 따른 모의실험 결과 (Load step change: 500W → 1kW at 0.5s).

Fig. 3.26 Simulation results according to load step change.

도 직류 버스 전압은 정류 전압 380V 의 $\pm 5\%$ 이내에서 안정적으로 유지되는 것을 확인할 수 있다. 직류 버스 전압의 맥동은 계통 전력을 사용하기 때문에 나타나는 것이며 교류 전력의 크기가 증가할수록 맥동이 커진다. 출력 전류를 통해 직류 버스에서 전력 분배 현황을 살펴 볼 수 있으며, 각 컨버터에서 직류 버스로 공급되는 전력이 양의 값으로 나타났을 때, 태양광 발전 전력은 부하에 상관없이 MPPT 제어를 시도함으로써 일정하게 최대 전력을 출력하고 있음을 알 수 있다. 태양광 패널로부터 출력된 전력 중 잉여 전력은 계통으로 보내지거나 배터리 충전에 사용되고 있으며 부하 증가 시 충전 전류는 줄어들게 된다. 교류 전원은 역률 제어로 인해 전력 맥동이 생기는데 반해 나머지 전원은 전력이 비교적 일정하게 전달된다.

ESS 컨버터는 에너지 스케줄링을 시도할 수 있으며 그림 3.27은 부하가 500W 정출력으로 일정한 경우 EMS에 의해 1kW로 방전하라고 명령을 받고 있다가 0.5초에 500W로 충전하라는 명령을 받은 경우이다. 전력 지령은 저대역 통과 필터(LPF)를 통해 입력되며, ESS의 충방전 전력이 지령에 따른 스케줄링을 잘 시도되고 있음을 확인할 수 있다. 이에 따라 직류 버스가 허용범위 내에서 안정적으로 제어됨을 알 수 있다. 태양광 패널은 전력을 전달할 수 있기에 항상 MPPT 제어를 시도하며 충방전 스케줄링을 만족하면서 전력 균형을 맞추기 위해 계통으로 전달되는 전력은 드롭 특성에 의해 자동적으로 결정된다. 그림 3.27은 앞서 설명한 원리대로 ESS의 오프셋 전압 변동에 의해 이러한 스케줄링을 수행할 수 있음을 보여준다.

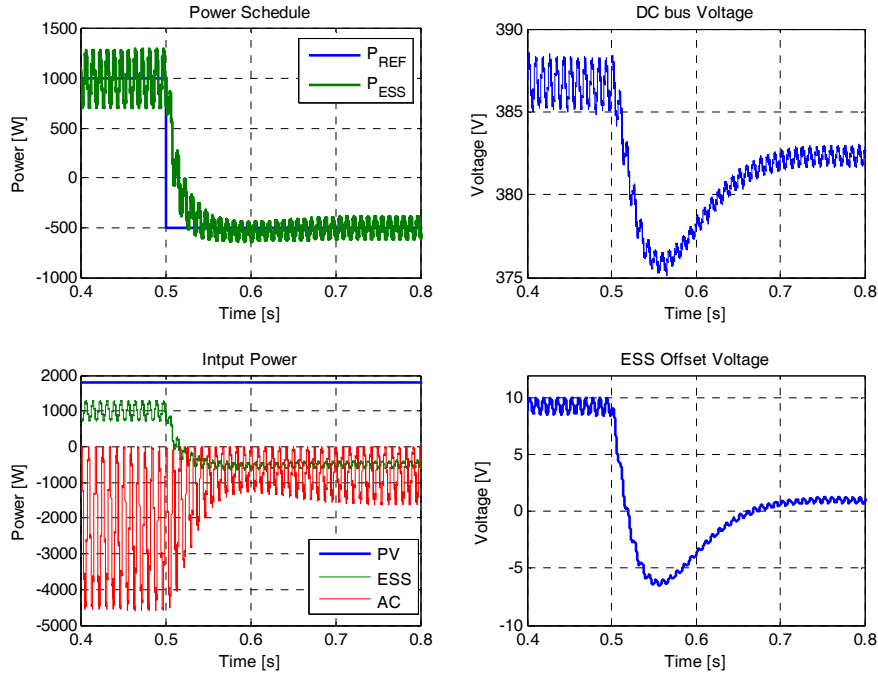


그림 3.27 EMS의 전력 스케줄링 명령에 따른 모의실험 결과 (P_{ref} change: 1kW \rightarrow -500W at 0.5s).

Fig. 3.27 Simulation results according to EMS scheduling command.

그림 3.28은 계획 정전이나 계통 사고에 따라 계통과 직류 배전 시스템 분리 시 시스템의 동작을 모의한 실험결과를 나타낸 것이며, 교류 버스에는 $100\ \Omega$ 저항 부하가 연결되어 있는 조건이다. 직류 부하는 500W로 일정하고 ESS는 만충되어 더 이상 충전할 수 없을 경우를 가정하였다. 태양광 패널은 MPPT 제어를 통해 직류 부하를 감당하며 잉여 전력은 계통으로 전달되고 있다. 0.5초에 계통이 교류 bus와 분리되고 바로 독립운전 모드로 전환되면 태양광 발전을 통해 직류 bus에서 생산된 전력을 이용하여 안정적인 교류 전원을 형성하게 된다.

분리되는 순간에는 태양광 패널이 MPPT 제어를 하고 있으며 따라서 잉여전력에 의해 직류 버스 전압이 상승하게 된다. 이후 일정 전압범위를 넘어가면서 자연스럽게 off-MPPT 제어로 모드 전환을 시도하면서 발전 전력을 줄이게 되며, 이는 출력 전류와 각 컨버터의 출입 전력을 통해 확인할 수 있다. 즉, 직류 버스에 직류 부하와 교류 부하가 요구하는 전력만큼만 발전하며 이 중 $100\ \Omega$ 저항에 해당하는 전력은 교류 버스로 전달한다. 따라서 계통 분리 또는 각종 사고로 인한 정전 시에도 직류 버스(배전망)와 교류 버스(배전망)를 안정적으로 유지할 수 있게 된다.

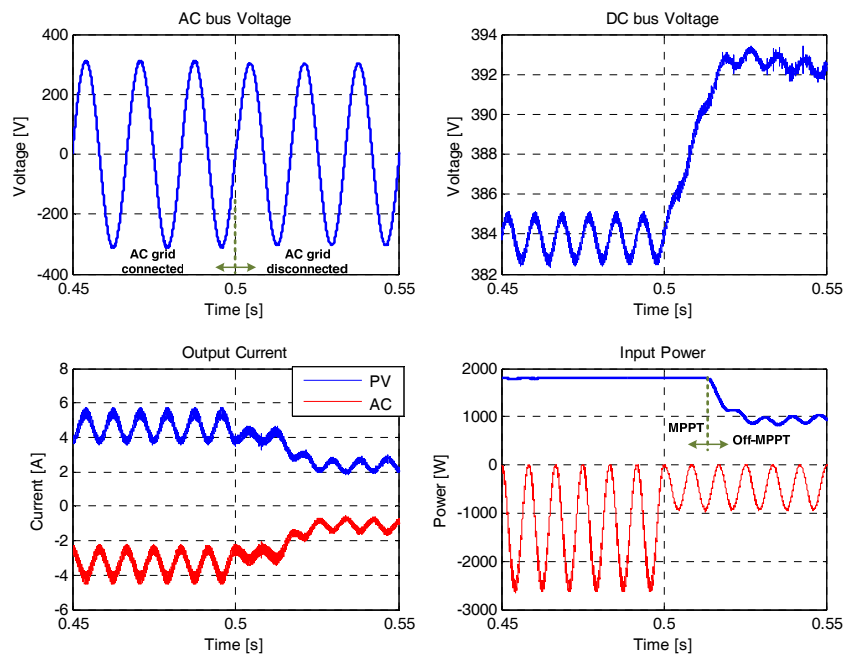


그림 3.28 계통 분리 시 모드 전환 모의실험 결과 (AC grid disconnected at 0.5s, AC Load : $100\ \Omega$).

Fig. 3.28 Simulation results of mode transition when the ac grid is disconnected.

제 4 장 시스템 구성요소의 소신호 분석과 제어기 설계

4.1 개별 요소의 소신호 모델링

본 장에서는 컨버터가 다양한 모드에서 안정적으로 동작하기 위한 제어기 설계와 신뢰성 연구의 일환인 안정도 판별을 위해 소신호 모델을 분석한다. 이를 위해 컨버터의 평형상태에서 동작점을 기준으로 시스템을 선형화하여 입출력 전달함수를 구하는 상태 공간 평균화 (state space averaging) 방법[45], [84], [85]을 사용한다.

4.1.1 PV 컨버터

그림 4.1은 시스템 구축을 위해 제작된 태양광 패널을 포함한 2상 인터리빙 부스트 컨버터를 나타낸다. 리플 저감과 동특성 향상을 위해

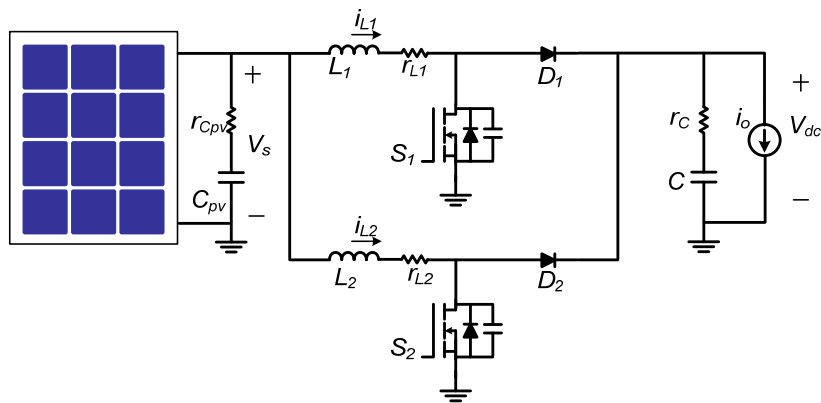


그림 4.1 PV용 2상 인터리빙 부스트 컨버터 회로.

Fig. 4.1 Two-phase interleaving boost converter circuit for PV.

다상 인터리빙 회로가 사용되었으며 이러한 접근은 소자의 스트레스 저감에도 효과적이다[86], [87]. 병렬 모듈 컨버터의 경우 제어기 설계는 증가화된 단일 모듈의 설계와 동일한 방법으로 적용 가능하기 때문에 소신호 모델링 과정은 단일 모듈을 기준으로 분석한다. PV 패널은 전력 생산만 가능하기 때문에 컨버터는 단방향으로 전력을 전달하며 연속 전류 모드 조건을 가정하고 모델링 한다.

(1) MPPT 제어 모드

태양광 패널과 연결된 부스트 컨버터는 버스 전압 조건에 따라 MPPT 제어와 off-MPPT 제어 두 가지 모드로 동작이 가능하기 때문에 각각의 조건에서 분석하였다. 첫째, MPPT 제어를 시도하게 될 경우 그림 4.1의 회로는 그림 4.2와 같이 단일 모듈로 증가화 할 수 있다. MPPT를 위해서 부스트 컨버터의 입력 전압을 제어하는 방법이 시도되며 이 때 대신호적으로 안정적인 동작점이 존재한다고 가정한다. 또한 부스트

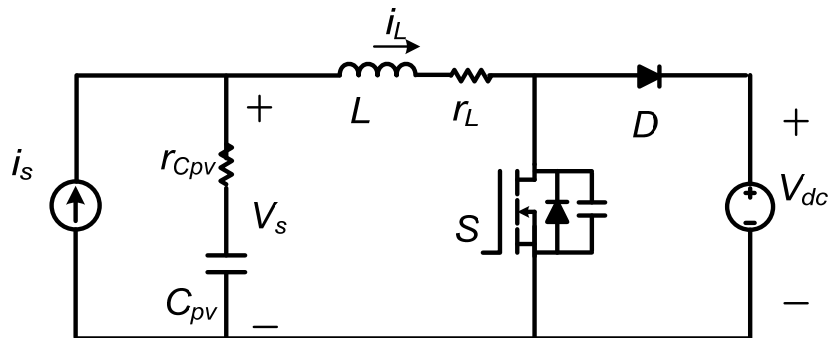


그림 4.2 MPPT 제어 모드에서 증가 회로.

Fig. 4.2 Equivalent circuit on MPPT control mode.

컨버터의 출력 전압은 직류 버스 전압으로, 또 다른 컨버터에 의해 제어되고 있기 때문에 정전압원으로 가정할 수 있다. 그림 4.2에서 스위치 S가 도통(ON) 상태일 경우 인덕터 전류와 입력 캐패시터 전압에 대한 미분 방정식은 식(4.1), 식(4.2)와 같이 나타낼 수 있으며 차단(OFF) 상태에 따른 인덕터 전류와 캐패시터의 전압에 대한 미분 방정식은 식(4.3), 식(4.4)와 같이 유도된다.

스위치 도통 시)

$$L \frac{di_L}{dt} = v_{Cpv} + r_{Cpv}(i_S - i_L) - i_L \cdot r_L \quad (4.1)$$

$$C_{pv} \frac{dv_{Cpv}}{dt} = i_S - i_L \quad (4.2)$$

스위치 차단 시)

$$L \frac{di_L}{dt} = v_{Cpv} + r_{Cpv}(i_S - i_L) - i_L \cdot r_L - v_{dc} \quad (4.3)$$

$$C_{pv} \frac{dv_{Cpv}}{dt} = i_S - i_L \quad (4.4)$$

도통 구간을 d , 차단 구간을 $d'=1-d$ 라고 할 때 위 식은 식(4.5)와 같이 평균화한 상태방정식으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_{Cpv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L + r_{Cpv}}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_{Cpv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{r_{Cpv}}{L} & -\frac{d'}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_S \\ v_{dc} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

소신호 모델을 유도하기 위해 정상 상태에서 입력 변수의 작은 섭동(perturbation)에 대한 출력의 선형화를 시도하면 식(4.6)과 같은 전달함수와 그림 4.3과 같은 소신호 블록 다이어그램으로 얻을 수 있다.

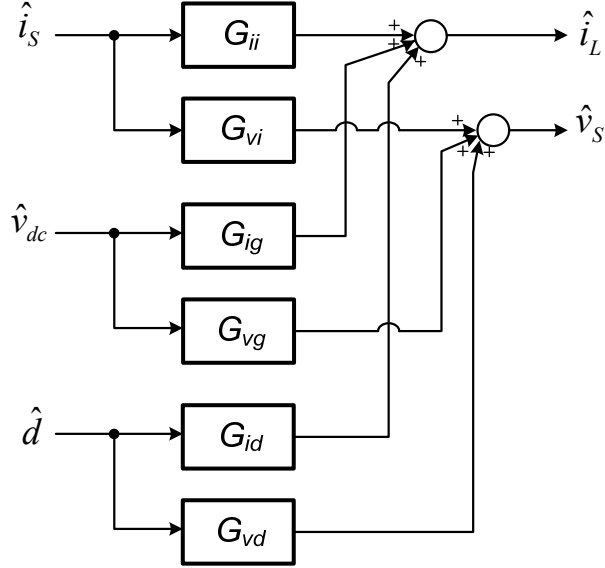


그림 4.3 PV 컨버터의 MPPT 제어 모드에서 소신호 블록 다이어그램.

Fig. 4.3 Small signal block diagram of MPPT control mode for PV converter.

$$G_{ii} = \frac{1 + sr_{C_{pv}}C_{pv}}{\Delta}$$

: Solar array current to inductor current

$$G_{vi} = r_L \frac{\left(1 + s \frac{L}{r_L}\right) (1 + sr_{C_{pv}}C_{pv})}{\Delta}$$

: Solar array current to input voltage (Array voltage)

$$G_{ig} = -D' \frac{sC_{pv}}{\Delta}$$

: Output voltage (DC bus voltage) to inductor current

$$G_{vg} = D' \frac{1 + sr_{C_{pv}}C_{pv}}{\Delta}$$

: Output voltage to input voltage

$$G_{id} = \frac{sC_{pv}V_{dc}}{\Delta}$$

: Duty cycle to inductor current

$$G_{vd} = -V_{dc} \frac{1 + sr_{C_{pv}}C_{pv}}{\Delta}$$

: Duty cycle to input voltage

$$Q = \frac{1}{r_L + r_{C_{pv}}} \sqrt{\frac{L}{C_{pv}}}, \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC_{pv}}}, \quad \Delta = 1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \frac{s^2}{\omega_0^2} \quad (4.6)$$

하지만 PV 컨버터와 연결되는 태양광 패널은 그림 4.4와 같이 비선형 특성을 가진 전원으로 컨버터와 연결되었을 때는 이상적인 전류원 혹은 전압원이 아니기 때문에 전달함수에 영향을 준다. 따라서 이를 고려하여 패널이 연결되었을 때의 전달함수를 도출하여야 한다. 태양광 발전의 소신호 모델은 식(4.7)-식(4.9)와 같이 동작점에 대한 Talyor series를 이용하여 얻을 수 있으며 그림 4.5 와 같이 순시적인 저항의(r_{sa}) 관계로 태양광 패널의 전압, 전류가 서로 연결되어 루프를 형성하게 된다.

$$i_s = f(v_s) \quad (4.7)$$

$$I_s + \hat{i}_s = f(V_s + \hat{v}_s) = f(V_s) + \dot{f}(V_s) \cdot \hat{v}_s \quad (4.8)$$

$$\hat{i}_s = r_{sa} \cdot \hat{v}_s \quad (4.9)$$

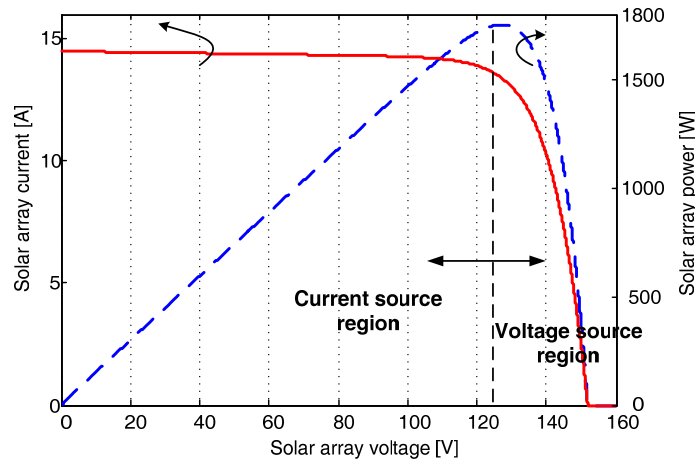


그림 4.4 태양광 패널의 특성 곡선.

Fig. 4.4 Characteristic curve of the PV panel.

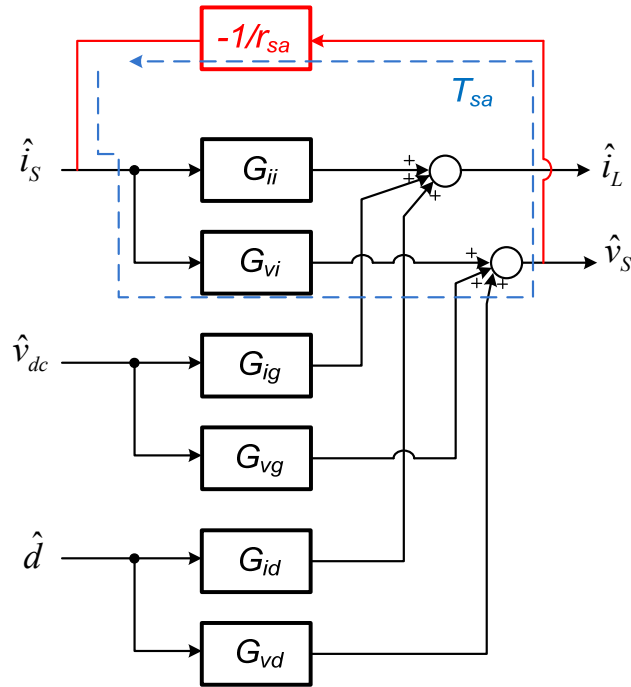


그림 4.5 태양광 패널이 연결된 PV 컨버터의 MPPT 제어 모드 소신호 블록 다이어그램.

Fig. 4.5 Small signal block diagram of MPPT control mode for PV panel terminated converter.

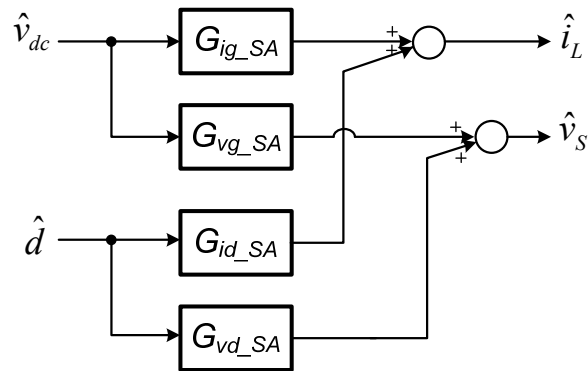


그림 4.6 태양광 패널이 포함된 PV 컨버터의 MPPT 제어 모드의 간략화 한 소신호 블록 다이어그램.

Fig. 4.6 Simple small signal block diagram of MPPT control mode including PV model.

따라서 태양전지가 연결되었을 때의 개방루프의 전달함수는 식(4.10)과 같이 재정리 할 수 있으며 이 때의 소신호 블록 다이어그램은 그림 4.6과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 G_{ig_SA} &= G_{ig} - \frac{G_{ii}}{r_{sa}} \frac{G_{vg}}{1+T_{sa}} & : \text{Output voltage (DC bus voltage) to inductor current} \\
 G_{vg_SA} &= \frac{G_{vg}}{1+T_{sa}} & : \text{Output voltage to input voltage} \\
 G_{id_SA} &= G_{id} - \frac{G_{ii}}{r_{sa}} \frac{G_{vd}}{1+T_{sa}} & : \text{Duty cycle to inductor current} \\
 G_{vd_SA} &= \frac{G_{vd}}{1+T_{sa}} & : \text{Duty cycle to input voltage} \\
 T_{sa} &= \frac{G_{vi}}{r_{sa}} & (4.10)
 \end{aligned}$$

지금까지 컨버터의 수학적 모델을 살펴보았으며, 이제 태양광 패널이 연결되었을 때 전달함수가 실제로 어떻게 바뀌며 제어기 설계 시 고려해야 할 점은 무엇인지 살펴본다. 그림 4.4에 나타낸 것처럼 태양광 패널은 최대 전력점을 기준으로 전류원 영역과 전압원 영역으로 구분할 수 있으며, 그림 4.7과 같이 태양광 패널의 소신호 저항 값은 전류원 영역으로 갈수록 그 절대값이 증가하고 전압원 영역으로 갈수록 감소하는 경향이 있다. 동작점에 따른 소신호 저항의 차이에 따른 영향을 살펴보기 위해 각 종 기생저항 성분과 소신호 저항을 고려하여 그림 4.8에 G_{id_SA} 전달함수의 보드 선도를 나타내었다. 태양광 패널의 소신호 저항이 저주파 전압이득과 영점에 영향을 미치는 것을 확인할 수 있으며 식(4.10)으로부터 공진주파수(ω_{0_SA})와 양호도(Q_{SA})를 식(4.11), 식(4.12)와

같이 유도할 수 있다. 직류 버스 전압의 크기 또한 저주파 이득에만 영향을 미치며, 적분기를 통해 보상기의 저주파 이득을 증가시킬 경우 이러한 영향은 무시할 수 있다. 소신호 저항이 입력 캐패시턴스의 ESR보다 클 경우 공진 주파수는 일정하게 유지됨을 확인할 수 있으며 전류 제어기 설계 시 차단주파수가 공진주파수 이상으로 설계될 경우 소신호 저항 값에 대한 영향을 줄일 수 있다.

$$\omega_{0_SA} = \sqrt{\frac{1}{LC_{pv}} \left(1 - \frac{r_{Cpv}}{r_{sa}} \right)} \quad (4.11)$$

$$Q_{SA} = \frac{1}{\omega_{0_SA}} \left(r_{Cpv} C_{pv} - \frac{L}{r_{sa}} \right) \quad (4.12)$$

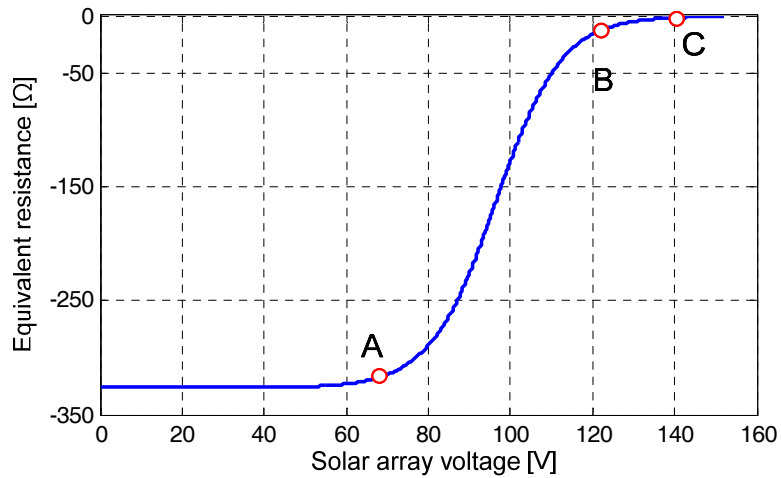


그림 4.7 태양광 패널의 소신호 특성 곡선.

Fig. 4.7 Small signal characteristic curve of PV panel.

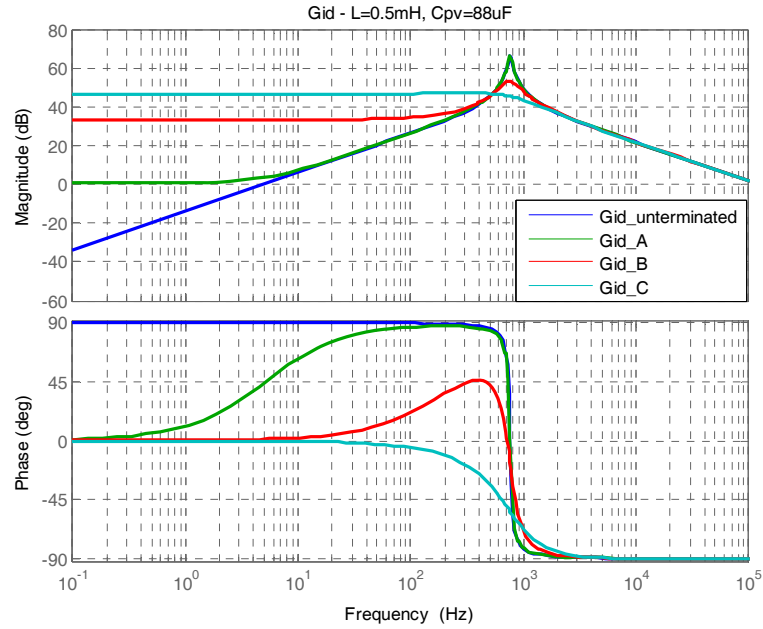


그림 4.8 MPPT 제어 모드에서 소신호 저항값(동작점)에 따른 G_{id}

Fig. 4.8 Duty cycle-to-inductor current (G_{id}) according to small signal resistance on MPPT control.

또한 안정도나 컨버터의 성능을 나타내는 중요한 요소로 출력 임피던스가 있다. 이를 확인하기 위해 출력 전압에서 컨버터 쪽으로 전류 주입 시 변동되는 출력 전압의 비를 출력 임피던스 Z_{o_SA} 라 정의할 경우 MPPT 제어 모드에서 출력 임피던스는 식(4.10)의 전달함수를 이용하여 유도할 수 있다. 인덕터 전류와 출력 전류의 관계는 식(4.13)-식(4.15)와 같으며 전류가 컨버터 쪽으로 주입되는 방향을 양의 방향으로 가정하고 출력 임피던스를 정의하였기 때문에 음의 부호가 추가되며 따라서 출력 임피던스는 식(4.16)과 같이 유도된다.

$$i_o = d' \cdot i_L \quad (4.13)$$

$$I_o + \hat{i}_o = [1 - (D + \hat{d})] \cdot (I_L + \hat{i}_L) \quad (4.14)$$

$$\hat{i}_o = -\hat{d} \cdot I_L + D' \cdot \hat{i}_L \quad (4.15)$$

$$Z_{o_SA} = \frac{\hat{v}_{dc}}{-\hat{i}_o} = \frac{\hat{v}_{dc}}{-D' \cdot \hat{i}_L} = -\frac{1}{D' G_{ig_SA}} \quad : \text{Output current to output voltage (4.16)}$$

(2) Off-MPPT 제어 모드

직류 버스의 전압이 일정 범위를 벗어나게 되면 태양광 패널은 발전 전력을 줄이고 부하가 요구하는 만큼만 전력을 생산하면서 출력 전압 제어를 시도하게 된다. 따라서 소신호 분석을 위해 출력 캐패시터 전압을 출력 변수로 태양광 패널 전압을 입력 변수로 두었으며, off-MPPT 제어 모드로 동작할 때 단일 모듈 등가 회로를 그림 4.9와 같이 나타낼 수 있다. MPPT 제어 모드와 마찬가지로 스위치 S 의 도통 상태에 따라 미분방정식을 식(4.17)-식(4.20)과 같이 유도할 수 있으며 이를 평균화하여 식(4.21)과 같은 상태 방정식을 유도한다.

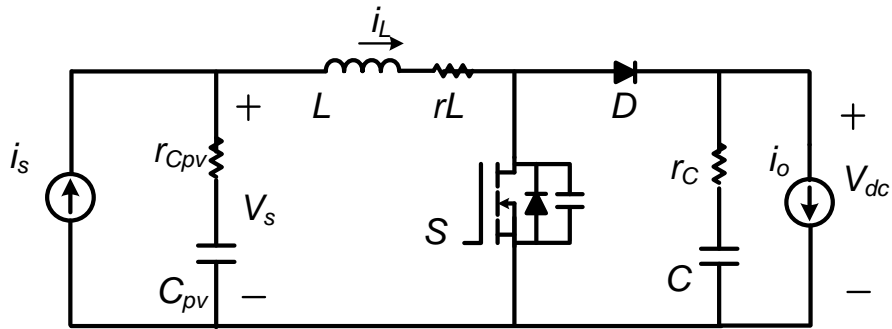


그림 4.9 Off-MPPT 제어(출력 전압 제어) 모드에서 단일 모듈 등가 회로.

Fig. 4.9 Equivalent single module on off-MPPT control mode.

스위치 도통 시)

$$L \frac{di_L}{dt} = v_s - i_L \cdot r_L \quad (4.17)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = -i_o \quad (4.18)$$

스위치 차단 시)

$$L \frac{di_L}{dt} = v_s - i_L \cdot r_L - [v_C - r_C (i_L - i_o)] \quad (4.19)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = i_L - i_o \quad (4.20)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L + r_C \cdot d'}{L} & -\frac{d'}{L} \\ \frac{d'}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & \frac{r_C \cdot d'}{L} \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_s \\ i_o \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

위 식에서 알 수 있듯이 태양광 패널의 특성을 무시할 경우 일반적인 부스트 컨버터의 상태 방정식과 일치하며 따라서 식(4.22)와 같이 전달함수를 유도할 수 있으며 이에 대한 소신호 블록 다이어그램은 그림 4.10과 같다.

$$G_{ig} = \frac{1}{D'^2} \frac{sC}{\Delta} \quad : \text{Input voltage (Solar array voltage) to inductor current}$$

$$G_{vg} = \frac{1}{D'} \frac{1 + sr_C C}{\Delta} \quad : \text{Input voltage to output voltage (DC bus voltage)}$$

$$G_{ii} = \frac{1}{D'} \frac{1 + sr_C C}{\Delta} \quad : \text{Output current to inductor current}$$

$$G_{vi} = \frac{(r_C D'^2 - r_C D' - r_L)}{D'^2} \frac{\left(1 - \frac{sL}{r_C D'^2 - r_C D' - r_L}\right) (1 + sr_C C)}{\Delta} \quad : \text{Output current to}$$

output voltage

$$G_{id} = \frac{I_o}{D'^2} \frac{1+s\left(\frac{r_c CD}{D'} + \frac{CV_o}{I_o}\right)r_c C}{\Delta} \quad : \text{Duty cycle to inductor current}$$

$$G_{vd} = \frac{-\left[\left(r_c I_o D' - D' V_o + \frac{I_o r_L}{D'}\right) + \frac{s L I_o}{D}\right] 1 + s r_c C}{D'^2} \frac{1 + s r_c C}{\Delta} \quad : \text{Duty cycle to Output voltage}$$

$$Q = \frac{D'}{r_L + r_c D'} \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{D'^2}{LC}}, \quad \Delta = 1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \frac{s^2}{\omega_0^2} \quad (4.22)$$

Off-MPPT 모드에서도 태양광 패널 전압과 전류의 비선형성으로 인해 전달함수가 바뀌게 되며 소신호 블록은 그림 4.11과 같이 나타나게 된다. 따라서 이전과 동일한 방법을 적용할 경우 그림 4.12의 소신호 블록 다이어그램과 식(4.23)의 태양광 패널의 소신호가 포함된 전달함수를 유도할 수 있다.

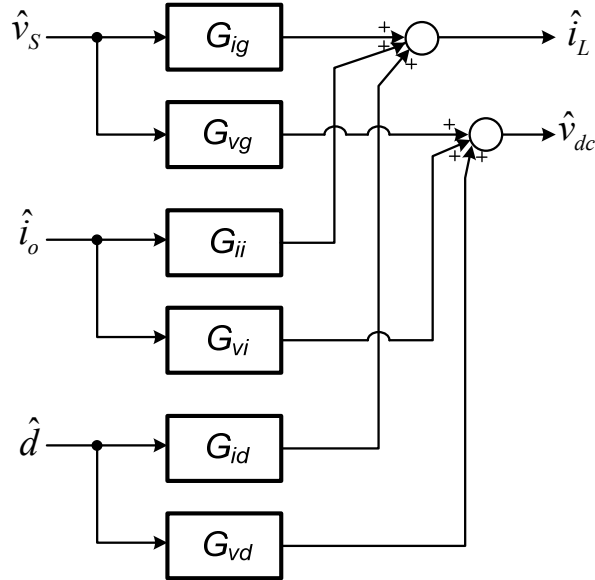


그림 4.10 PV 컨버터의 off-MPPT 제어 모드에서 소신호 블록 다이어그램.

Fig. 4.10 Small signal block diagram of off-MPPT control mode.

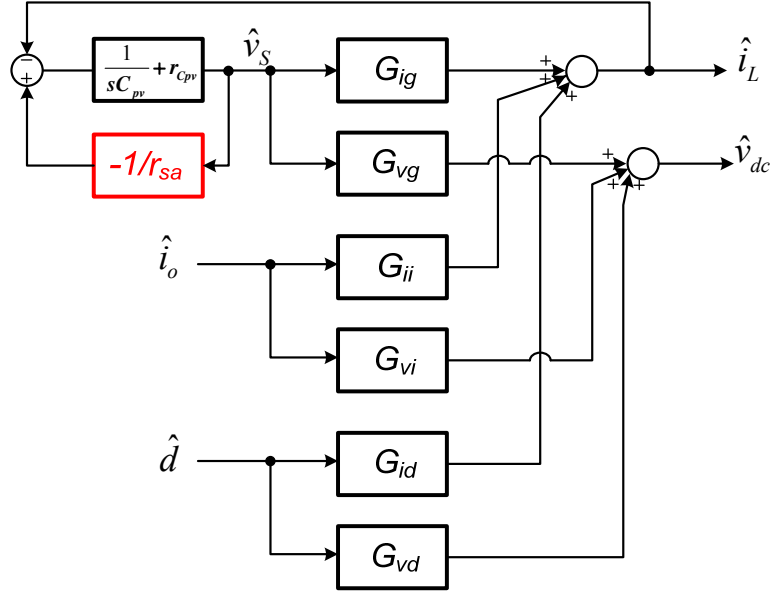


그림 4.11 태양광 패널이 연결된 PV 컨버터의 off-MPPT 제어 모드 시
소신호 블록 다이어그램.

Fig. 4.11 Small signal block diagram of off-MPPT control mode for PV panel terminated
converter.

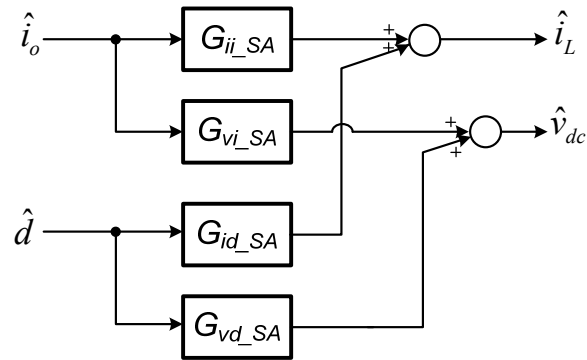


그림 4.12 태양광 패널이 포함된 PV 컨버터의 off-MPPT 제어 모드에서 간략화
한 소신호 블록 다이어그램.

Fig. 4.12 Small signal block diagram of off-MPPT control mode including PV model.

$$G_{ii_SA} = \frac{G_{ii}}{\left(1 + \frac{G_{ig} G_{vpv}}{1 + G_{vpv}/r_{sa}}\right)} \quad : \text{Output current to inductor current}$$

$$G_{vi_SA} = G_{vi} - \frac{G_{vpv} G_{ii} G_{vg}}{1 + G_{vpv} \left(G_{ig} + \frac{1}{r_{sa}}\right)} \quad : \text{Output current to output voltage}$$

$$G_{id_SA} = \frac{G_{id}}{1 + \frac{G_{vpv} G_{ig}}{1 + G_{vpv}/r_{sa}}} \quad : \text{Duty cycle to inductor current}$$

$$G_{vd_SA} = G_{vd} - \frac{G_{id} G_{vpv} G_{vg}}{1 + G_{vpv} \left(G_{ig} + \frac{1}{r_{sa}}\right)} \quad : \text{Duty cycle to Output voltage}$$

$$G_{vpv} = \frac{1}{sC_{pv}} + r_{Cpv} = \frac{1 + sr_{Cpv}C_{pv}}{sC_{pv}} \quad : \text{Input capacitor current to input voltage (4.23)}$$

분석을 통해 off-MPPT 제어 모드에서도 태양광 패널의 소신호 모델에 의해 전달함수가 영향을 받는다는 것을 확인할 수 있다. 이러한 영향을 자세히 살펴보기 위해 G_{id_SA} 전달함수의 보드 선도를 그림 4.13에 나타내었다. 이상적인 전압원일 경우와 더불어 동작점 A, B, C에서 전달함수를 도시한 것으로 이상적인 전압원일 경우 시비율에 따라 공진 주파수가 바뀌지만 실제 태양광 패널과 캐패시터로 연결될 경우 앞의 경우와 마찬가지로 거의 일정한 곳에서 공진주파수가 위치하게 된다. 또 다른 특징으로 동작점이 A에서 형성될 경우 소신호 저항값이 커지게 되고 저주파에서 극점이 나타나게 되어 위상여유가 줄어들게 된다.

마찬가지로 전류 제어기 설계를 고려할 때 적분기를 통해 저주파 이득을 보상하고 공진 주파수 이상에서 차단 주파수가 결

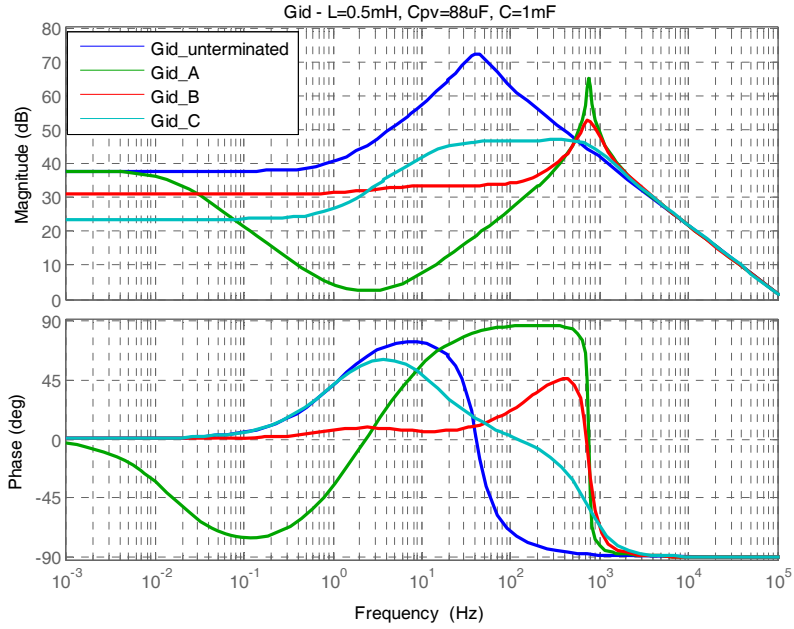


그림 4.13 Off-MPPT 제어 모드에서 소신호 저항값(동작점)에 따른 G_{id} .

Fig. 4.13 Duty cycle-to-inductor current (G_{id}) according to small signal resistance on off-MPPT.

정 되도록 한다. 이 때 출력 캐패시터가 입력 캐패시터보다 작지 않을 경우 더욱 높은 주파수인 입력 캐패시터와 인덕터의 공진을 고려해야 한다.

Off-MPPT 제어 모드에서도 앞의 MPPT 제어 모드와 동일한 방법으로 출력 임피던스를 정의할 경우, 이는 전류 방향과 식(4.23)을 이용하여 식(4.24)와 같이 유도할 수 있다.

$$Z_{o_SA} = \frac{\hat{v}_{dc}}{-\hat{i}_o} = -G_{vi_SA} \quad (4.24)$$

그림 4.14는 B 동작점에서 MPPT 제어 모드와 off-MPPT 제어 모드로 동작할 때 개방루프의 출력 임피던스를 보드 선도로 나타낸 것으로 MPPT 제어 모드의 경우 일반적인 컨버터의 출력 임피던스의 개형과 달리 입력 임피던스처럼 나타나게 된다. 이는 제어 모드의 차이로 인한 것으로 성능 및 안정도 분석 시 제어모드에 따라 출력 임피던스가 달라지는 것을 고려해야 한다는 것을 의미한다.

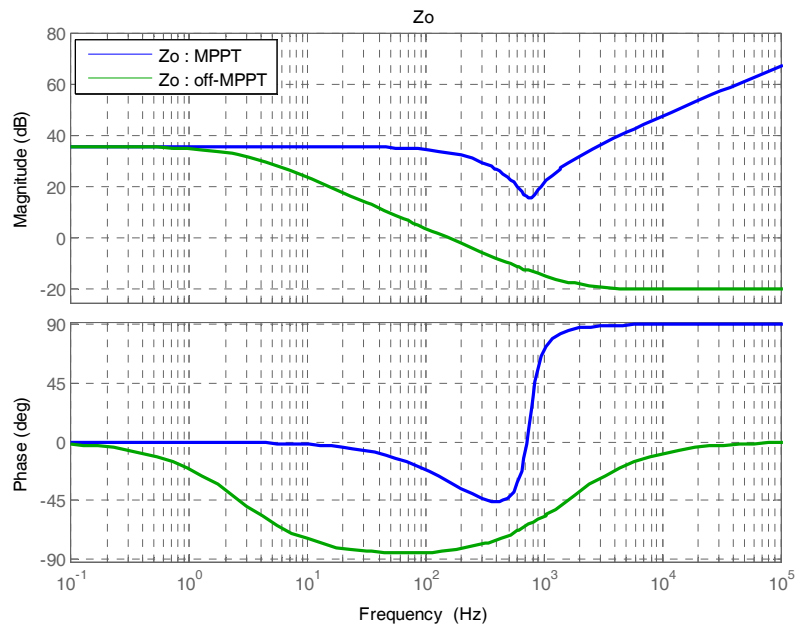


그림 4.14 제어 모드에 따른 컨버터의 출력 임피던스의 보드 선도.

Fig. 4.14 Bode diagram of output impedance according to control mode.

4.1.2 ESS 컨버터

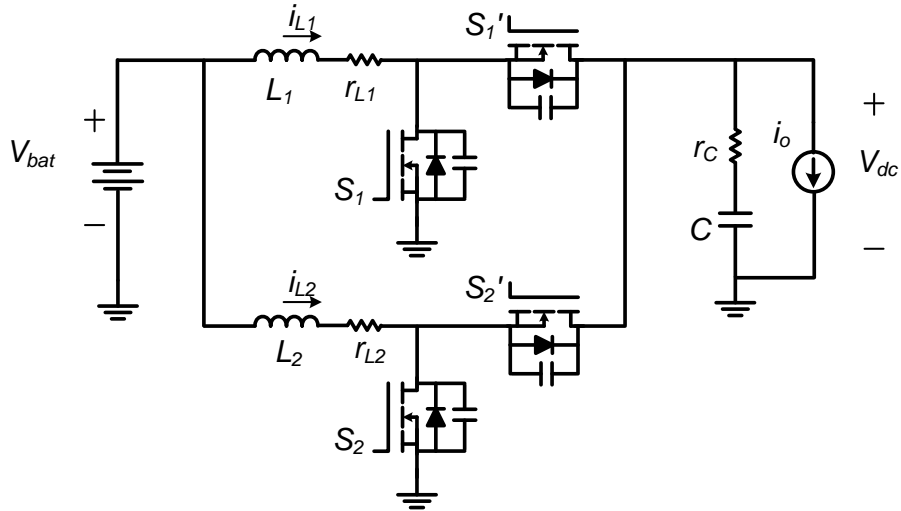


그림 4.15 ESS용 2상 인터리빙 동기 벅-부스트 컨버터 회로.

Fig. 4.15 Two-phase interleaving synchronous buck-boost converter for ESS.

그림 4.15는 시스템 구축을 위해 제작된 배터리를 포함한 2상 인터리빙 동기 벅-부스트 컨버터를 나타낸다. PV 컨버터와 마찬가지로 리플 저감과 동특성 향상을 위해 다상 인터리빙 회로가 사용되었다. 병렬 모듈 컨버터의 경우 제어기 설계는 증가화된 단일 모듈의 설계와 동일한 방법으로 적용 가능하기 때문에 소신호 모델링 과정은 단일 모듈을 기준으로 분석한다.

ESS 컨버터는 양방향 전력 전달이 가능하고 전류 흐름을 제어할 수 있지만 기본적으로 전압 제어만으로 EMS 스케줄링을 수행하기 때문에 전압 제어 모드의 소신호 분석만 수행한다. ESS 컨버터는 직류 버스 전압 제어 모드로 동작할 때 캐패시터 전압을 출력 전압으로 제어하게 되며,

배터리는 스위칭 주기 동안 이상적인 전압원으로 가정하였다. 스위치 S_1 과 S_2 가 도통(ON) 상태일 경우 인덕터 전류와 캐패시터 전압에 대한 미분 방정식은 식(4.25), 식(4.26)과 같이, 차단(OFF) 상태에 따른 인덕터 전류와 캐패시터의 전압에 대한 미분 방정식은 식(4.27), 식(4.28)과 같이 유도된다.

스위치 도통 시)

$$L \frac{di_L}{dt} = v_{bat} - i_L \cdot r_L \quad (4.25)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = -i_o \quad (4.26)$$

스위치 차단 시)

$$L \frac{di_L}{dt} = v_{bat} - i_L \cdot r_L - [v_C - r_C(i_L - i_o)] \quad (4.27)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = i_L - i_o \quad (4.28)$$

도통 구간을 d , 차단 구간을 $d'=1-d$ 라고 할 때 위 식은 식(4.29)와 같이 평균화한 상태방정식으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L + r_C \cdot d'}{L} & -\frac{d'}{L} \\ \frac{d'}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & \frac{r_C \cdot d'}{L} \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{bat} \\ i_o \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

소신호 모델을 유도하기 위해 정상 상태에서 입력 변수의 작은 섭동(perturbation)에 대한 출력의 선형화를 시도하면 식(4.30)과 같은 전달함수를 유도할 수 있으며 이는 그림 4.16과 같은 소신호 블록 다이어그램으로 표현할 수 있다.

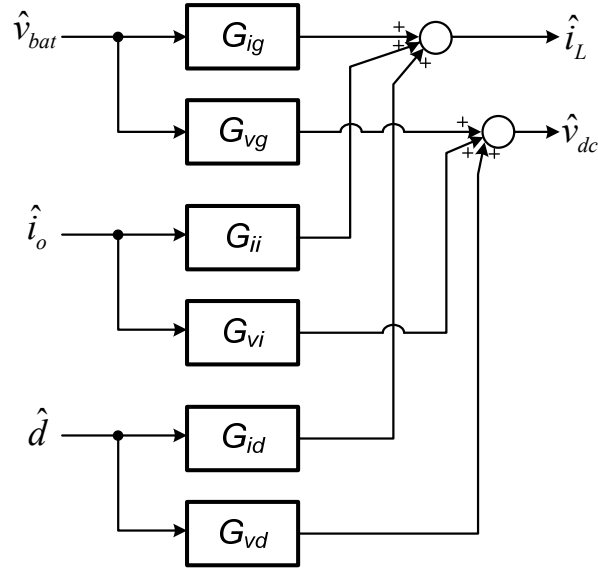


그림 4.16 ESS용 컨버터의 소신호 블록 다이어그램.

Fig. 4.16 Small signal block diagram for ESS converter.

$$G_{ig} = \frac{1}{D'^2} \frac{sC}{\Delta} \quad : \text{Input voltage (Battery voltage) to inductor current}$$

$$G_{vg} = \frac{1}{D'} \frac{1 + sr_c C}{\Delta} \quad : \text{Input voltage to output voltage (DC bus voltage)}$$

$$G_{ii} = \frac{1}{D'} \frac{1 + sr_c C}{\Delta} \quad : \text{Output current to inductor current}$$

$$G_{vi} = \frac{(r_c D'^2 - r_c D' - r_L)}{D'^2} \frac{\left(1 - \frac{sL}{r_c D'^2 - r_c D' - r_L}\right) (1 + sr_c C)}{\Delta} \quad : \text{Output current to}$$

output voltage

$$G_{id} = \frac{I_o}{D'^2} \frac{1 + s \left(\frac{r_c CD'}{D'} + \frac{CV_o}{I_o} \right) r_c C}{\Delta} \quad : \text{Duty cycle to inductor current}$$

$$G_{vd} = \frac{-\left[\left(r_c I_o D' - D' V_o + \frac{I_o r_L}{D'}\right) + \frac{s L I_o}{D}\right] (1 + s r_c C)}{D'^2 \Delta} : \text{Duty cycle to output voltage}$$

$$Q = \frac{D'}{r_L + r_c D'} \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{D'^2}{LC}}, \quad \Delta = 1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \frac{s^2}{\omega_0^2} \quad (4.30)$$

출력 임피던스는 식(4.31)와 같이 표현되며 일반적인 컨버터의 출력 임피던스와 동일한 형태를 보인다. 식에서 알 수 있듯이 충방전과 같은 전력 흐름의 방향이나 부하의 크기에 상관없이 입출력 전압과 기생성분에 의해 임피던스가 결정된다. 하지만 배터리의 경우 그 특성상 입력전압이 달라질 수 있기 때문에 설계 시 전압의 변동 범위를 고려하여야 한다.

$$Z_o = \frac{\hat{v}_{dc}}{\hat{i}_o} = -G_{vi} \quad (4.31)$$

4.1.3 AC 컨버터

직류 그리드를 교류 전원과 연결하기 위해 단상 풀브리지 컨버터를 사용하였으며 해석의 편의를 위해 그림 4.17과 같이 단일 모듈로 등가하였다. 단상 풀브리지 컨버터는 스위칭 방법에 따라 스위치 전압이 2-레벨로 나타나는 Bipolar PWM 방법과 3-레벨로 나타나는 Unipolar PWM 방법이 있다. Unipolar PWM 방법의 경우 유효 스위칭 주파수가 스위칭 주파수의 2배가 되므로 제어기 대역폭을 향상시킬 수 있으며 고조파 저감 효과 등의 장점이 있기에 본 논문에서는 이 방법을 적용하였다[88].

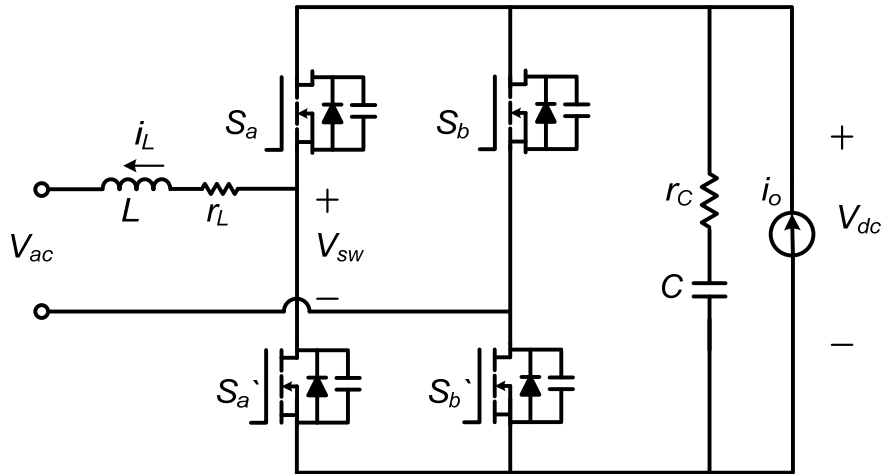


그림 4.17 AC 계통 연계형 단상 풀브리지 컨버터 회로.

Fig. 4.17 Single-phase AC grid connected converter circuit.

교류 그리드와 연결된 컨버터는 양방향 전력 전달이 가능하며 기본적으로 3가지 모드로 동작이 가능하다. 따라서 각 동작 모드 별로 모델링하고 그 특징을 살펴본다. 또한 교류 전원이 연결되기 때문에 그 특성상 동작점이 주기적으로 변하지만 스위칭 주파수에 비해 매우 느리게 변하기 때문에 한 스위칭 주기 동안 동작점의 상태가 일정하다고 가정하고 전달함수를 유도한다.

(1) 인버터 모드

인버터 모드에서 컨버터의 소신호를 모델링하기 위해 그림 4.18과 같이 등가회로를 나타낼 수 있다. 컨버터의 양단 전압은 각각 강한 직류 전압원과 교류 전압원에 연결되었다고 가정할 수 있으며 이 때는 인덕터 전류의 상태만 가진다. 스위치 S_a 과 S_b 의 상태에 따라 식(4.32),

식(4.33)과 같은 관계식을 얻을 수 있으며 이로부터 식(4.34)와 같이 전달함수를 유도할 수 있다. 이에 대한 소신호 블록 다이어그램은 그림 4.19와 같다.

$$V_{SW} = d_a V_{dc} - d_b V_{dc} = d_{ab} V_{dc} = (2d - 1)V_{dc}$$

$$\text{where, } d = d_a \text{ and } d_b = 1 - d_a \quad (4.32)$$

$$\begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} &= v_{sw} - i_L \cdot r_L - v_{ac} \\ &= (2d - 1)v_{dc} - i_L \cdot r_L - v_{ac} \end{aligned} \quad (4.33)$$

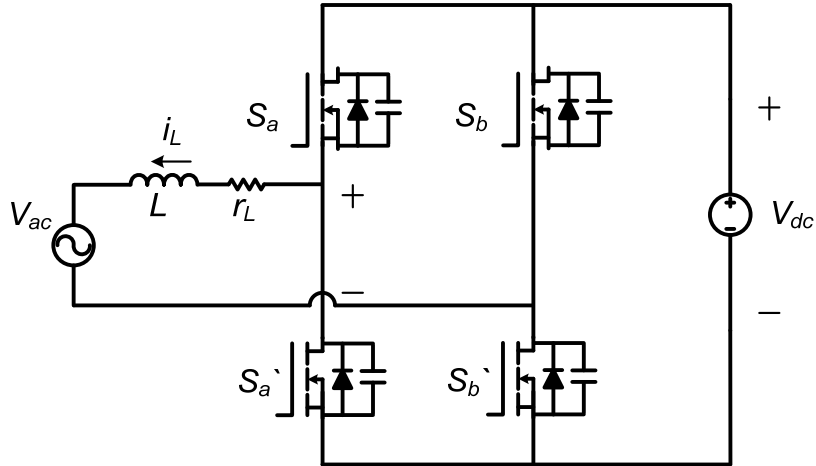


그림 4.18 인버터 모드에서 단일 모듈 등가 회로.

Fig. 4.18 Equivalent of inverter mode.

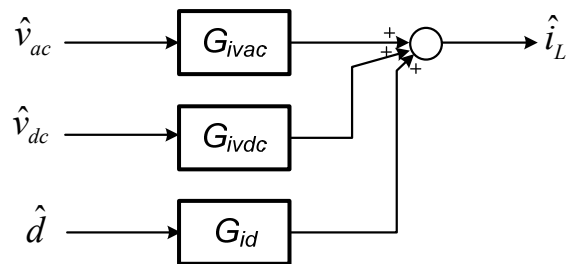


그림 4.19 인버터 모드에서 소신호 블록 다이어그램.

Fig. 4.19 Small signal block diagram of inverter mode.

$$G_{id} = \frac{2V_{dc}}{r_L \left(1 + \frac{sL}{r_L}\right)} \quad : \text{Duty cycle to inductor current}$$

$$G_{ivdc} = \frac{2(D-1)}{r_L \left(1 + \frac{sL}{r_L}\right)} \quad : \text{Output voltage (DC bus voltage) to inductor current}$$

$$G_{ivac} = -\frac{1}{r_L \left(1 + \frac{sL}{r_L}\right)} \quad : \text{Input voltage (AC bus voltage) to inductor current (4.34)}$$

출력 임피던스의 경우 식(4.35)-식(4.37)을 이용하여 식(4.38)과 같이 나타낼 수 있다.

$$i_L = d_{ab} \cdot i_o \quad (4.35)$$

$$I_L + \hat{i}_L = (D_{ab} + \hat{d}_{ab}) \cdot (I_o + \hat{i}_o) \quad (4.36)$$

$$\hat{i}_L = \hat{d}_{ab} \cdot I_o + D_{ab} \cdot \hat{i}_o \quad (4.37)$$

$$Z_o = \frac{\hat{v}_{dc}}{\hat{i}_o} = \frac{\hat{v}_{dc}}{D_{ab} \cdot \hat{i}_L} = \frac{1}{D_{ab} G_{ivdc}} \quad (4.38)$$

(2) 독립운전 모드

교류 전원과 분리된 상태에서 교류 그리드에 전력을 공급하고자 할 때 컨버터는 독립운전 모드로 동작하게 되며 이 때 입력 캐패시터 전압이 제어 대상이 된다. 직류 그리드는 전압원으로 가정할 수 있으며 따라서 컨버터는 그림 4.20과 같이 등가회로로 나타낼 수 있다.

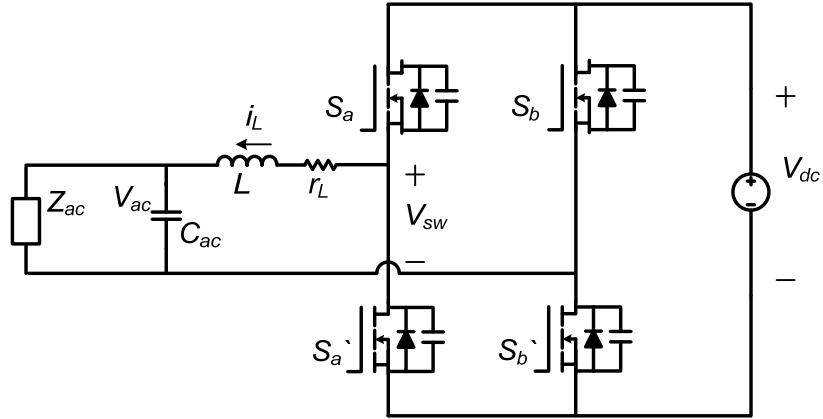


그림 4.20 독립운전 모드에서 단일 모듈 등가 회로.

Fig. 4.20 Equivalent single module of stand-alone mode.

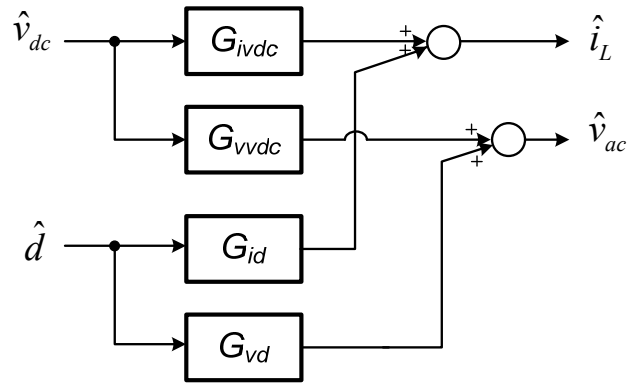


그림 4.21 독립운전 모드에서 소신호 블록 다이어그램.

Fig. 4.21 Small signal block diagram of stand-alone mode.

위의 등가회로로부터 각 스위치 상태에 대한 미분 방정식을 세우고 이를 평균화하여 식(4.39)와 같은 상태 방정식을 도출한다. 도출된 상태방정식으로부터 섭동에 대한 선형화를 통해 식(4.40)과 같이 소신호 모델을 유도하며 이 때 소신호 블록 다이어그램은 그림 4.21과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_{ac} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_{ac}} & -\frac{1}{Z_{ac}C_{ac}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_{ac} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d_{ab}}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_{dc} \quad (4.39)$$

$$G_{ivdc} = \frac{D_{ab}}{Z_{ac} + r_L} \frac{1 + sZ_{ac}C_{ac}}{\Delta} \quad : \text{Output voltage (DC voltage) to inductor current}$$

$$G_{vdc} = \frac{Z_{ac}D_{ab}}{(Z_{ac} + r_L) \Delta} \quad : \text{Output voltage to input voltage (AC bus voltage)}$$

$$G_{id} = \frac{2V_{dc}}{(Z_{ac} + r_L) \Delta} \frac{1 + sZ_{ac}C_{ac}}{\Delta} \quad : \text{Duty cycle to inductor current}$$

$$G_{vd} = \frac{2V_{dc}Z_{ac}}{(Z_{ac} + r_L) \Delta} \quad : \text{Duty cycle to input voltage}$$

$$Q = \frac{Z_{ac}LC_{ac}}{L + r_LC_{ac}} \sqrt{\left(1 + \frac{r_L}{Z_{ac}}\right) \frac{1}{LC_{ac}}}, \quad \omega_0 = \sqrt{\left(1 + \frac{r_L}{Z_{ac}}\right) \frac{1}{LC_{ac}}},$$

$$\Delta = 1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \frac{s^2}{\omega_0^2}, \quad D_{ab} = 2D - 1 \quad (4.40)$$

출력 임피던스의 경우 식(4.41)과 동일한 형태로 나타나며 직류 버스 전압이 입력 변수로 사용되기 때문에 일반적인 컨버터의 입력 임피던스와 비슷한 모양으로 도시된다.

$$Z_o = \frac{\hat{v}_{dc}}{\hat{i}_o} = \frac{\hat{v}_{dc}}{D_{ab} \cdot \hat{i}_L} = \frac{1}{D_{ab} G_{ivdc}} \quad (4.41)$$

(3) 직류 버스전압 제어 모드

직류 버스전압 제어 모드는 가장 기본적으로 사용되는 모드로 버스 캐패시터의 전압이 제어 대상이 된다. 교류 전원을 이상적인 전압원이라

가정할 때 컨버터의 등가회로를 그림 4.22와 같이 나타낼 수 있다.

동일한 방법으로 식(4.42)와 같은 상태 방정식을 도출하며 따라서 소신호 블록 다이어그램과 전달함수는 그림 4.23과 식(4.43)과 같이 도출할 수 있다.

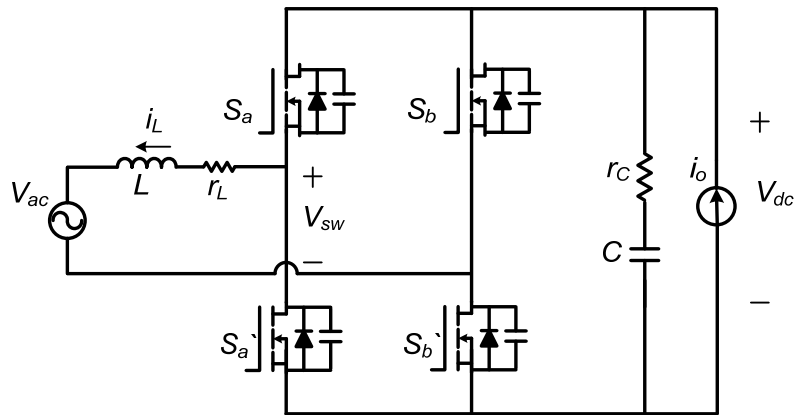


그림 4.22 직류 버스전압 제어 모드에서 단일 모듈 등가 회로.

Fig. 4.22 Equivalent single model on DC bus voltage control mode.

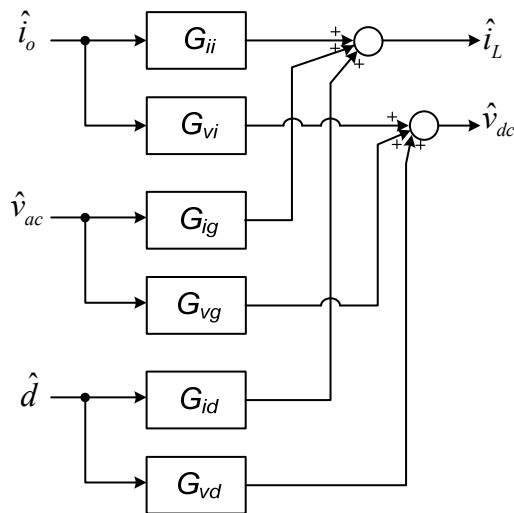


그림 4.23 직류 버스전압 제어 모드에서 소신호 블록 다이어그램.

Fig. 4.23 Small signal block diagram of DC bus voltage control mode.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L + r_C \cdot d_{ab}}{L} & \frac{d_{ab}}{L} \\ -\frac{d_{ab}}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & \frac{r_C \cdot d_{ab}}{L} \\ 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ac} \\ i_o \end{bmatrix} \quad (4.42)$$

$$G_{ig} = -\frac{1}{D_{ab}^2} \frac{sC}{\Delta} \quad : \text{Input voltage (AC bus voltage) to inductor current}$$

$$G_{vg} = \frac{1}{D_{ab}} \frac{1 + sr_C C}{\Delta} \quad : \text{Input voltage to output voltage (DC bus voltage)}$$

$$G_{ii} = \frac{1}{D_{ab}} \frac{1 + sr_C C}{\Delta} \quad : \text{Output current to inductor current}$$

$$G_{vi} = \frac{(r_C D_{ab} + r_L - r_C D_{ab}^2) \left(1 - \frac{sL}{r_C D_{ab}^2 - r_C D_{ab} - r_L} \right) (1 + sr_C C)}{D_{ab}^2 \Delta} \quad : \text{Output current}$$

to output voltage

$$G_{id} = \frac{-2I_o}{D_{ab}^2} \frac{1 + s \left(\frac{r_C CD}{D_{ab}} - \frac{CV_o}{I_o} \right)}{\Delta} \quad : \text{Duty cycle to inductor current}$$

$$G_{vd} = -\frac{2LC}{D_{ab}^2} \left[\frac{1}{LC} \left(r_C I_o D_{ab} + D_{ab} V_o + \frac{I_o r_L}{D_{ab}} \right) + s \frac{I_o}{CD_{ab}} \right] \frac{(1 + sr_C C)}{\Delta} \quad : \text{Duty cycle to}$$

output voltage

$$Q = \frac{D_{ab}}{r_L + r_C D_{ab}} \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{D_{ab}^2}{LC}}, \quad \Delta = 1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \frac{s^2}{\omega_0^2}, \quad D_{ab} = 2D - 1 \quad (4.43)$$

직류 버스전압 제어 모드에서 출력 임피던스는 정의에 의해 식(4.44)와 같이 표현된다.

$$Z_o = \frac{\hat{v}_{dc}}{\hat{i}_o} = G_{vi} \quad (4.44)$$

4.2 페루프의 소신호 모델링

본 절에서는 제어기 설계와 안정도 해석의 기반이 되는 페루프 시스템의 전달함수를 유도한다. 제어는 내부 루프로 전류 제어를 포함한다. 이는 다중 모듈 컨버터의 전류 불균형 분배로 인한 소자의 스트레스 및 모듈 고장을 막고 제어 성능을 향상시키기 위해 필수적이기 때문이다. 따라서 전류 루프에 의해 닫힌 시스템의 소신호 모델을 구한 후 외부 루프에 의한 소신호 모델을 유도한다.

4.2.1 PV 컨버터

(1) MPPT 제어 모드

그림 4.24는 MPPT 모드로 동작할 때 시스템의 제어 블록 다이어그램을 나타낸 것으로 내부 전류 루프와 외부 전압 루프로 구성되어 있다. 페루프 시스템의 전달함수는 식(4.10)을 이용하여 표현할 수 있으며 먼저

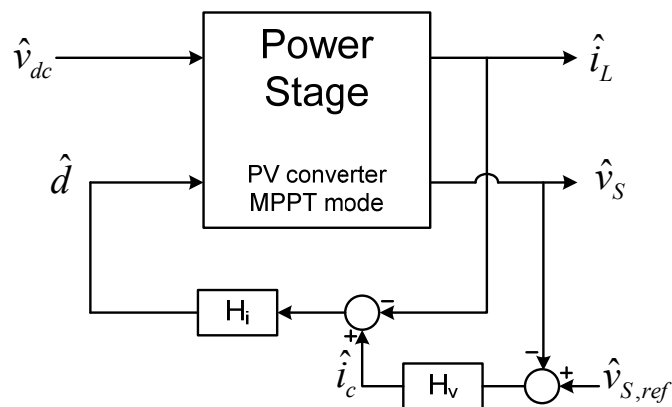


그림 4.24 MPPT 모드의 소신호 제어 블록 다이어그램.

Fig. 4.24 Control block diagram of MPPT control

전류 루프만 닫힌 시스템의 모델은 식(4.45)와 같이 표현 가능하다.

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{ig_cl} & G_{ic} \\ G_{vg_cl} & G_{vc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{dc} \\ \hat{i}_c \end{bmatrix} \quad (4.45)$$

위 모델에서 전달함수는 식(4.10)에 식(4.46)을 대입함으로써 식(4.47)과 같이 유도할 수 있다.

$$\hat{d} = H_i(\hat{i}_c - \hat{i}_L) \quad (4.46)$$

$$\begin{aligned} G_{ig_cl} &= \frac{G_{ig_SA}}{1+T_i} \\ G_{vg_cl} &= G_{vg_SA} - \frac{T_i}{1+T_i} \frac{G_{ig_SA} G_{vd_SA}}{G_{id_SA}} \\ G_{ic} &= \frac{T_i}{1+T_i} \\ G_{vc} &= \frac{T_i}{1+T_i} \frac{G_{vd_SA}}{G_{id_SA}} \\ \text{where, } T_i &= H_i G_{id_SA} \end{aligned} \quad (4.47)$$

최종적으로 컨버터는 MPPT 제어를 위해서 입력 전압 제어기에 의해 루프가 닫히게 되며 따라서 시스템의 최종 모델을 식(4.48)과 같이 나타낼 수 있다. 이때, $V_{s,ref}$ 를 0이라 가정하고 식(4.49)를 이용하면 전달함수는 식(4.50)과 같이 유도된다.

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{ig_cl_v} \\ G_{vg_cl_v} \end{bmatrix} \hat{v}_{dc} \quad (4.48)$$

$$\hat{i}_c = H_v \cdot (-\hat{v}_S) \quad (4.49)$$

$$G_{ig_cl_v} = \frac{G_{ig_cl}}{1 + T_v}$$

$$G_{vg_cl_v} = \frac{G_{vg_cl}}{1 + T_v}$$

$$\text{where, } T_v = H_v G_{vc} \quad (4.50)$$

최종적으로 닫힌 시스템의 출력 임피던스의 경우 식(4.13)-식(4.16)에서와 동일한 방법에 의해 아래와 같이 나타나게 된다.

$$Z_{o_cl_v} = \frac{\hat{v}_{dc}}{-\hat{i}_o} = \frac{\hat{v}_{dc}}{-D' \cdot \hat{i}_L} = -\frac{1}{D' G_{ig_cl_v}} \quad (4.51)$$

(2) Off-MPPT 제어 모드

그림 4.25는 off-MPPT 모드 동작 시 제어 소신호 블록 다이어그램을 나타낸 것이다. MPPT 모드와 마찬가지로 내부 전류 루프와 외부 전압

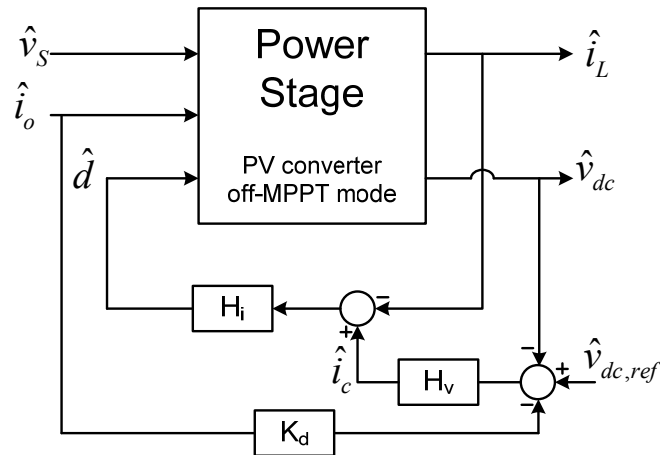


그림 4.25 Off-MPPT 모드의 소신호 제어 블록 다이어그램.

Fig. 4.25 Control block diagram of off-MPPT.

루프로 구성되어 있으며 전압 지령에는 출력 전류를 이용한 전압 드롭 제어가 포함되어 있다. 먼저 전류 루프에 의해 시스템이 닫힐 경우 시스템의 모델과 전달함수는 식(4.52)와 같이 유도되며 이 때 사용된 개방루프의 전달 함수는 식(4.23) 이다.

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{ii_cl} & G_{ic} \\ G_{vi_cl} & G_{vc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_o \\ \hat{i}_c \end{bmatrix} \quad (4.52)$$

$$\begin{aligned} G_{ii_cl} &= \frac{G_{ii_SA}}{1+T_i} \\ G_{vi_cl} &= G_{vi_SA} - \frac{T_i}{1+T_i} \frac{G_{ii}G_{vd}}{G_{id}} \\ G_{ic} &= \frac{T_i}{1+T_i} \\ G_{vc} &= \frac{T_i}{1+T_i} \frac{G_{vd}}{G_{id}} \\ \text{where, } T_i &= H_i G_{id} \end{aligned} \quad (4.53)$$

전류 제어기에 의해 닫힌 시스템의 전달함수 식(4.53)을 사용하여 최종 전압 루프까지 닫힌 시스템의 모델은 식(4.54)와 같이 표현되며 식에서 알 수 있듯이 출력 전압의 드롭 제어 특성이 포함되었다.

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{ii_cl_v} \\ G_{vi_cl_v} \end{bmatrix} \hat{i}_o \quad (4.54)$$

$$\begin{aligned} G_{ii_cl_v} &= G_{ii_cl} - \frac{T_v}{1+T_v} \frac{G_{vi_cl}G_{ic}}{G_{vc}} - K_d \frac{H_v G_{ic}}{1+T_v} \\ G_{vi_cl_v} &= \frac{G_{vi_cl}}{1+T_v} - K_d \frac{T_v}{1+T_v} \\ \text{where, } T_v &= H_v G_{vc} \end{aligned} \quad (4.55)$$

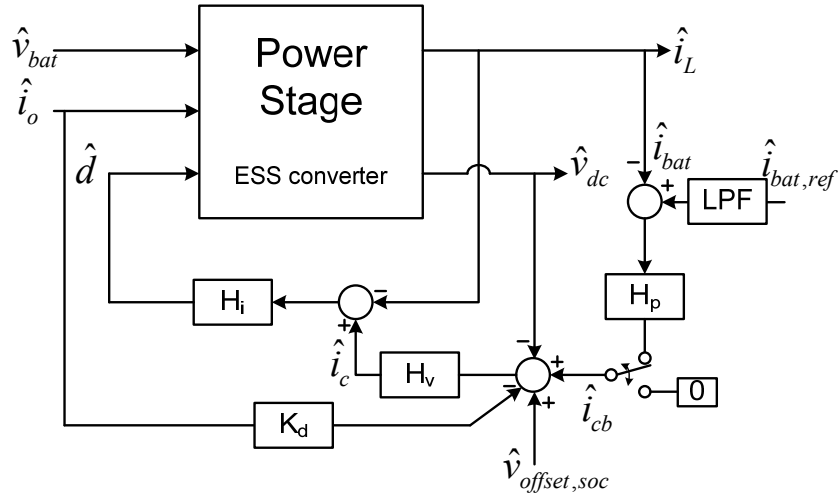


그림 4.26 ESS 컨버터의 소신호 제어 블록 다이어그램.

Fig. 4.26 Control Block diagram for ESS converter

Off-MPPT모드에서 최종적으로 닫힌 시스템의 출력 임피던스는 정의에 의해 식(4.55)에 전류의 방향만을 고려하여 식(4.56)과 같이 표현할 수 있다.

$$Z_{o_cl_v} = \frac{\hat{v}_{dc}}{-\hat{i}_o} = -G_{vi_cl_v} \quad (4.56)$$

4.2.2 ESS 컨버터

그림 3.21에 제안한 제어 블록 다이어그램을 바탕으로 제어 소신호 블록 다이어그램을 그림 4.26과 같이 나타내었다. ESS와 연결된 컨버터는 기본적으로 출력 전압 제어를 시도하며 원하는 배터리의 충방전 전력 혹은 전류를 제어하고자 할 경우 제어 명령에 따라 배터리 전류 루프가 추가될 수 있다. 소신호 분석에서 배터리 전류는 인덕터 전류와

동일하다고 가정하였으며, 전력 지령을 위해 이를 고려하였다. $\hat{v}_{offset, SOC}$ 의 영향은 SOC의 추정값과 지령의 차로 인한 오차에 비례 계인을 곱하여 나타낸 것으로 SOC값은 실제 매우 느린 동특성을 갖고 변하기 때문에 소신호 분석에서는 포함하지 않았다.

먼저 전류 루프만 닫힌 경우, 그림 4.26의 제어 구조와 식(4.31)의 전달함수를 이용하여 식(4.58)과 같은 닫힌 시스템의 시스템 모델과 전달함수를 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{ig_cl} & G_{ii_cl} & G_{ic} \\ G_{vg_cl} & G_{vi_cl} & G_{vc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{bat} \\ \hat{i}_o \\ \hat{i}_c \end{bmatrix} \quad (4.57)$$

$$G_{ig_cl} = \frac{G_{ig}}{1+T_i}$$

$$G_{vg_cl} = G_{vg} - \frac{T_i}{1+T_i} \frac{G_{ig}G_{vd}}{G_{id}}$$

$$G_{ii_cl} = \frac{G_{ii}}{1+T_i}$$

$$G_{vi_cl} = G_{vi} - \frac{T_i}{1+T_i} \frac{G_{ii}G_{vd}}{G_{id}}$$

$$G_{ic} = \frac{T_i}{1+T_i}$$

$$G_{vc} = \frac{T_i}{1+T_i} \frac{G_{vd}}{G_{id}}$$

$$\text{where, } T_i = H_i G_{id} \quad (4.58)$$

식 (4.59)와 같이 전압 루프까지 닫힌 시스템 모델의 소신호 분석을 위해

식(4.58)을 사용하여 전달함수를 식(4.60)과 같이 유도하였다.

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{ig_cl_v} & G_{ii_cl_v} & G_{icb} \\ G_{vg_cl_v} & G_{vi_cl_v} & G_{vcb} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{bat} \\ \hat{i}_o \\ \hat{i}_{cb} \end{bmatrix} \quad (4.59)$$

$$G_{ig_cl_v} = G_{ig_cl} - \frac{T_v}{1+T_v} \frac{G_{vg_cl} G_{ic}}{G_{vc}}$$

$$G_{vg_cl_v} = \frac{G_{vg_cl}}{1+T_v}$$

$$G_{ii_cl_v} = G_{ii_cl} - \frac{T_v}{1+T_v} \frac{G_{vi_cl} G_{ic}}{G_{vc}} - K_d \frac{H_v G_{ic}}{1+T_v}$$

$$G_{vi_cl_v} = \frac{G_{vi_cl}}{1+T_v} - K_d \frac{T_v}{1+T_v}$$

$$G_{icb} = \frac{T_v}{1+T_v} \frac{G_{ic}}{G_{vc}}$$

$$G_{vcb} = \frac{T_v}{1+T_v}$$

$$\text{where, } T_v = H_v G_{vc} \quad (4.60)$$

배터리 제어 모드 중 자율 제어 모드일 경우 추가 전압 오프셋 값은 0이 되며 따라서 이 때 출력 임피던스는 식(4.60)을 바탕으로 식(4.61)과 같이 유도된다.

$$Z_{o_cl_v} = \frac{\hat{v}_{dc}}{-\hat{i}_o} = -G_{vi_cl_v} \quad (4.61)$$

만약 배터리 전류 제어를 위해 보상기 H_p 에 의해 전압 오프셋 보상 루프까지 닫히게 될 경우 출력 임피던스는 식(4.61)을 이용하여 식(4.62)와

같이 유도할 수 있다. 이는 식(4.63)과 같이 표현가능하며 식에서 알 수 있듯이 오프셋 보상기에 의한 항이 추가된 형태로 나타난다.

$$G_{vi_cl_vp} = G_{vi_cl_vp} - \frac{T_p}{1+T_p} \frac{G_{ii_cl_v} G_{vcb}}{G_{icb}}$$

$$\text{where, } T_p = H_p G_{icb} \quad (4.62)$$

$$Z_{o_cl_vp} = \frac{\hat{v}_{dc}}{-\hat{i}_o} = -G_{vi_cl_vp} = Z_{o_cl_v} + \frac{T_p}{1+T_p} \frac{G_{ii_cl_v} G_{vcb}}{G_{icb}} \quad (4.63)$$

4.2.3 AC 컨버터

그림 3.24의 제어 블록 다이어그램을 바탕으로 각 모드 별 페루프 시스템의 특성을 분석한다.

(1) 독립운전 모드

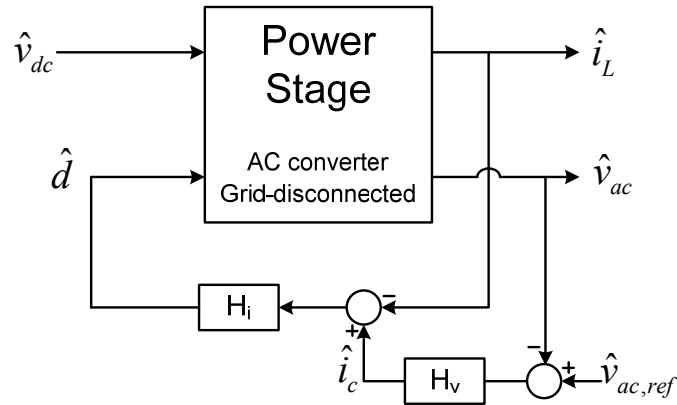


그림 4.27 독립운전 모드의 소신호 제어 블록 다이어그램.

Fig. 4.27 Control block diagram of Stand-alone mode for AC grid connected converter.

독립운전 모드 (Grid-disconnected mode) 에서는 그림 4.27에서 보이는 것과 같이 계통과 분리 시 교류 버스전압을 제어함으로써 교류 부하에 전력을 공급하게 한다. 이 때, 식(4.41)에서 유도된 개방루프의 전달함수를 이용하여 닫힌 시스템의 모델 및 전달함수를 표현할 수 있다. 먼저 내부 전류루프에 의해 시스템이 닫힌 경우의 모델을 살펴보면 이는 식(4.64)와 같이 나타낼 수 있으며 해당 전달함수는 앞에서 수행되었던 동일한 방법을 사용하여 식(4.65)와 같이 유도된다.

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_{ac} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{ivdc_cl} & G_{ic} \\ G_{vdc_cl} & G_{vc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{dc} \\ \hat{i}_c \end{bmatrix} \quad (4.64)$$

$$G_{ivdc_cl} = \frac{G_{ivdc}}{1+T_i}$$

$$G_{vdc_cl} = G_{vdc} - \frac{T_i}{1+T_i} \frac{G_{ivdc} G_{vd}}{G_{id}}$$

$$G_{ic} = \frac{T_i}{1+T_i}$$

$$G_{vc} = \frac{T_i}{1+T_i} \frac{G_{vd}}{G_{id}}$$

$$\text{where, } T_i = H_i G_{id} \quad (4.65)$$

독립운전을 위해 전압 제어기에 의해 루프가 닫히게 되며 따라서 전체 시스템의 모델과 전달함수는 식(4.66), 식(4.67)과 같이 유도된다.

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_{ac} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{ivdc_cl_v} \\ G_{vdc_cl_v} \end{bmatrix} \hat{v}_{dc} \quad (4.66)$$

$$G_{ivdc_cl_v} = \frac{G_{ivdc_cl}}{1 + T_v}$$

$$G_{vdc_cl_v} = \frac{G_{vdc_cl}}{1 + T_v}$$

$$\text{where, } T_i = H_v G_{vc} \quad (4.67)$$

최종적으로 닫힌 시스템의 출력 임피던스는 앞의 방법과 동일한 방법을 사용하여 식(4.68)과 같이 결정된다.

$$Z_{o_cl_v} = \frac{\hat{v}_{dc}}{\hat{i}_o} = \frac{\hat{v}_{dc}}{D_{ab} \cdot \hat{i}_L} = \frac{1}{D_{ab} G_{ivdc_cl_v}} \quad (4.68)$$

(2) 직류 버스전압 제어 모드

직류 버스전압 제어 모드 (Grid-connected mode) 에서는 그림 4.28에서 보이는 것과 같이 교류 그리드가 입력단에 연결되어 직류 버스전압을 제어하는 것을 목표로 하며 식(4.43)에서 유도된 개루프 전달함수를 이용

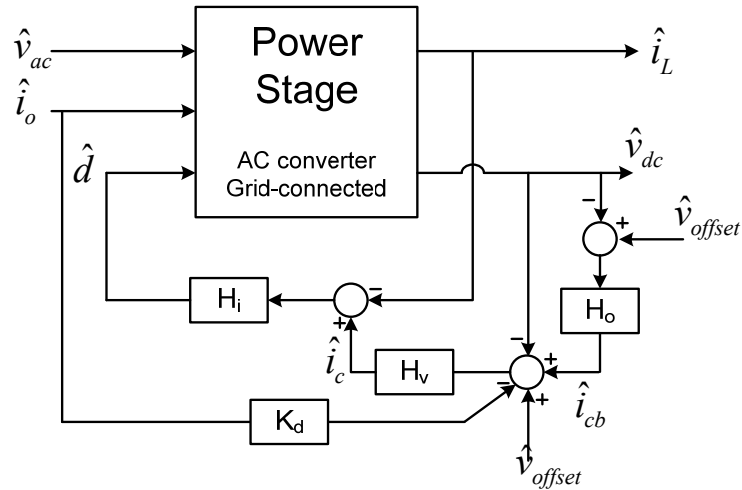


그림 4.28 직류 버스전압 제어 모드에서 소신호 블록 다이어그램.

Fig. 4.28 Control block diagram of DC bus voltage control mode.

하여 닫힌 시스템의 모델 및 전달함수를 표현할 수 있다. 이 때, 필터가 사용된 경우는 해당 루프 안에 포함되어 있다고 가정한다. 먼저 내부 전류루프에 의해 시스템이 닫혔을 경우 모델은 식(4.69)와 같이 나타낼 수 있으며 해당 전달함수는 앞에서 수행되었던 동일한 방법을 사용하여 식(4.70)과 같이 유도할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{ig_cl} & G_{ii_cl} & G_{ic} \\ G_{vg_cl} & G_{vi_cl} & G_{vc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{ac} \\ \hat{i}_o \\ \hat{i}_c \end{bmatrix} \quad (4.69)$$

$$G_{ig_cl} = \frac{G_{ig}}{1+T_i}$$

$$G_{vg_cl} = G_{vg} - \frac{T_i}{1+T_i} \frac{G_{ig} G_{vd}}{G_{id}}$$

$$G_{ii_cl} = \frac{G_{ii}}{1+T_i}$$

$$G_{vi_cl} = G_{vi} - \frac{T_i}{1+T_i} \frac{G_{ii} G_{vd}}{G_{id}}$$

$$G_{ic} = \frac{T_i}{1+T_i}$$

$$G_{vc} = \frac{T_i}{1+T_i} \frac{G_{vd}}{G_{id}}$$

$$\text{where, } T_i = H_i G_{id} \quad (4.70)$$

전류 제어기에 의해 닫힌 시스템의 전달함수인 식(4.71)을 이용하여 전압루프까지 닫힌 시스템의 모델과 전달함수를 식(4.72)와 같이 유도하며 이 때의 출력 임피던스는 식(4.73)과 같다.

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{ig_cl_v} & G_{ii_cl_v} & G_{icb} \\ G_{vg_cl_v} & G_{vi_cl_v} & G_{vcb} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{ac} \\ \hat{i}_o \\ \hat{i}_{cb} \end{bmatrix} \quad (4.71)$$

$$G_{ig_cl_v} = G_{ig_cl} - \frac{T_v}{1+T_v} \frac{G_{vg_cl} G_{ic}}{G_{vc}}$$

$$G_{vg_cl_v} = \frac{G_{vg_cl}}{1+T_v}$$

$$G_{ii_cl_v} = G_{ii_cl} - \frac{T_v}{1+T_v} \frac{G_{vi_cl} G_{ic}}{G_{vc}} + K_d \frac{H_v G_{ic}}{1+T_v}$$

$$G_{vi_cl_v} = \frac{G_{vi_cl}}{1+T_v} - K_d \frac{T_v}{1+T_v}$$

$$G_{icb} = \frac{T_v}{1+T_v} \frac{G_{ic}}{G_{vc}}$$

$$G_{vcb} = \frac{T_v}{1+T_v}$$

$$\text{where, } T_v = H_v G_{vc} \quad (4.72)$$

$$Z_{o_cl_v} = \frac{\hat{v}_{dc}}{\hat{i}_o} = G_{vi_cl_v} \quad (4.73)$$

느린 동특성으로 출력 전압의 레귤레이션 성능을 향상시키기 위해 H_o 를 이용한 오프셋 전압루프를 추가 할 수 있으며 이 경우 T_o 는 저주파 대역에서 식(4.74), 식(4.75)와 같이 출력 임피던스에 영향을 미친다.

$$G_{vi_cl_vp} = \frac{G_{vi_cl_v}}{1+T_o}$$

$$\text{where, } T_o = H_o G_{vcb} \quad (4.74)$$

$$Z_{o_cl_vp} = \frac{\hat{v}_{dc}}{\hat{i}_o} = G_{vi_cl_vp} \quad (4.75)$$

4.3 개별 컨버터의 제어기 설계

컨버터는 다양한 모드와 동작점에서 동작하게 되며, 기본적으로 빠른 동특성을 위해 높은 대역의 내부 전류 루프이득을 가진다. 전류 루프는 통합된 상태로 각 모드에서 동일하게 적용되도록 설계하며 각 모드의 특징과 전달함수를 고려하여 다양한 조건에서도 안정적이고 빠른 동특성을 가지도록 설계한다. 또한 4.1과 4.2장에서 분석된 소신호 모델을 바탕으로 입출력 전압 제어가 안정적으로 동작하기 위한 제어회로의 특징과 설계 방법을 제시한다.

4.3.1 PV 컨버터의 제어기 설계

컨버터의 제어는 DSP에 의해 구현되기 때문에 소신호 전달함수는 식(4.74)에 정의된 ZOH (Zero-Order Hold) 방법을 이용하여 이산시간 전달함수로 변환하여 사용한다[89]. 컨버터의 스위칭 및 샘플링 주파수는 50 kHz이며, 전류 샘플링에서 제어값이 실제 스위치의 시비율에 반영되는 시간에 대한 시지연을 고려하여 한 스위칭 시간 지연 (one time-step delay) 을 전류제어 루프에 포함하였다.

$$G_p(z) = Z \left\{ \frac{1 - e^{-sT}}{sT} G_p(s) \right\} \quad (4.76)$$

이 때 $Z\{\cdot\}$ 는 Z-변환 연산자, $\frac{1 - e^{-sT}}{sT}$ 는 ZOH의 전달함수, $G_p(s)$ 는 연속시간에서 소신호 전달함수이다.

설계를 위해 사용된 컨버터의 경우 개별 인덕터는 1mH, 입력

캐패시터는 $88\mu\text{F}$, 출력 캐패시터는 $940\mu\text{F}$ 이다.

(1) 전류 제어기

전류 제어기를 설계하기 위해 앞서 시스템의 동작 모드와 동작점을 고려해야 한다. PV 컨버터의 경우 두 가지 모드가 존재하며 태양전지 특성에 의해 전달함수가 영향을 받는 것을 확인하였다. 또한, 앞에서 유도한 전달함수를 바탕으로 그림 4.8과 그림 4.13에서 각 모드에 따른 전달함수 G_{id_SA} 를 살펴보았으며, 동작점에 따라 태양전지 소신호 저항 값, 공진점과 영점의 위치에 영향을 미치는 것을 확인하였다. 소신호 저항 값이 캐패시터의 기생 저항 보다 더 클수록 공진 주파수에 적은 영향을 미치며 전압 제어 모드에서 변화가 심하지만 고주파에서는 인덕터에 의해 동일한 양상을 갖게 된다. 또한 부하의 크기는 저주파에서 전압 이득에 영향을 미칠 뿐 공진 주파수에는 영향을 미치지 않는다. 따라서 모든 조건을 만족시키기 위해서는 태양광 패널의 소신호가 큰 지점에서 전압 제어 모드를 기준으로 설계하며 차단 주파수가 공진 주파수 보다 높도록 설계한다. 단, 전압 제어 모드에서 동작점은 태양광 패널의 전압원 영역에서 주로 형성되기 때문에 최대 전력점에서의 소신호 값을 사용해도 무방하다.

위 조건과 식(4.27)을 바탕으로 PI 제어기를 사용하여 식(4.77)과 같이 전류 제어기를 설계하였다. 전류 루프의 보드선도는 그림 4.29와 같으며 차단 주파수 2.07 kHz , 위상 이득 52.1° 로 제어 모드와 상관없이 동일한 차단 주파수와 위상 이득을 가지고 있다.

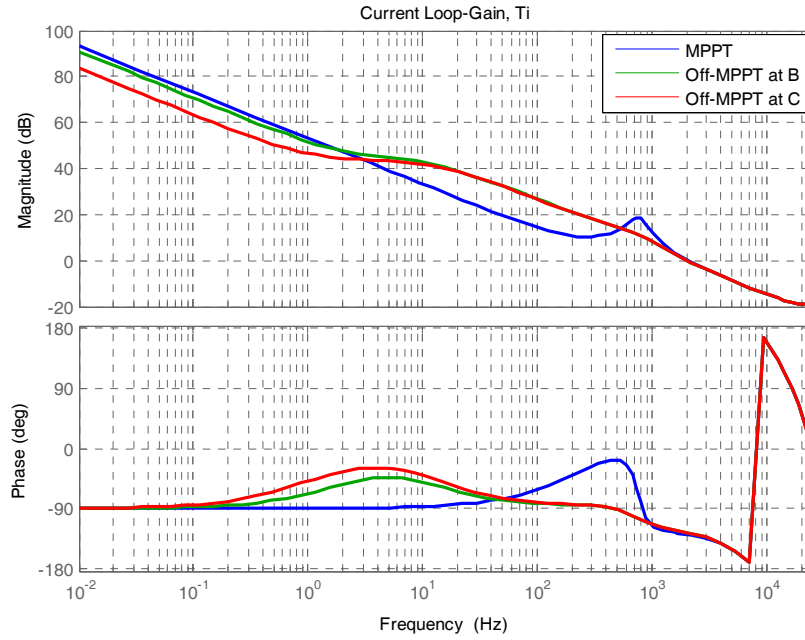


그림 4.29 전류루프의 보드 선도.

Fig. 4.29 Bode diagram of current loop-gain.

$$H_i(z) = 0.01464 \left(\frac{z - 0.91}{z - 1} \right) \quad (4.77)$$

$$T_i(z) = G_{id_SA}(z) \cdot H_i(z) \cdot z^{-1} \quad (4.78)$$

(2) MPPT – 입력 전압 제어기

그림 4.24에서 설명 되었듯이 전류 루프의 설계 후 식(4.50)을 이용하여 단일 등가 모듈의 전압루프를 설계한다. 시스템의 안정화와 성능 향상을 위해 충분한 차단 주파수에서 전압과 위상 이득을 충분히 확보하도록 PI 제어기를 설계하며, 적분기를 이용하여 저주파에서 이득을 증가시키고

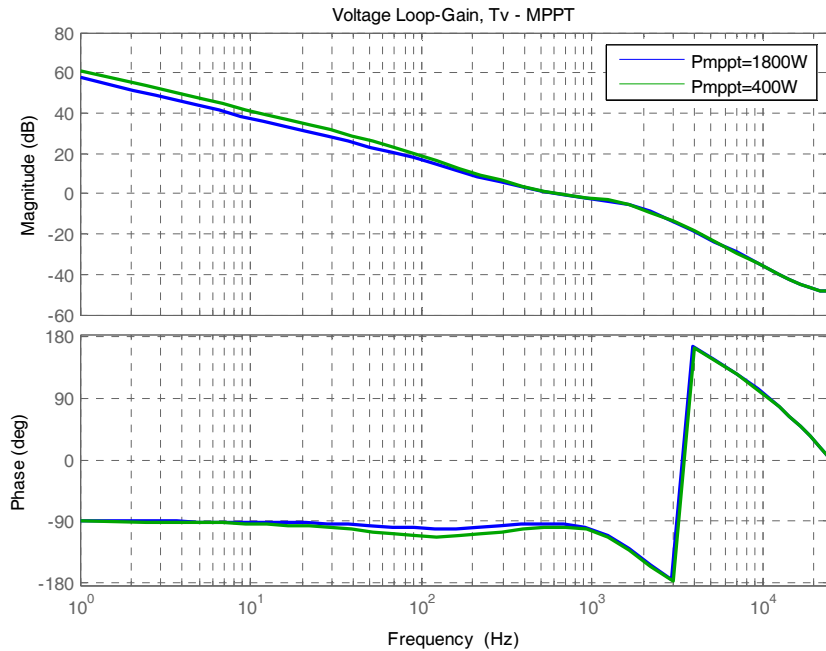


그림 4.30 MPPT 전압루프의 보드 선도.

Fig. 4.30 Bode diagram of MPPT voltage loop-gain.

영점을 추가함으로써 위상 여유 확보와 응답성능 향상을 시도하였다. 이때 차단주파수는 625 Hz이며 위상 이득 87° 를 가진다. Low side 스위치의 시비율을 기본 시비율(d)로 정하였기 때문에 입력 전압 제어를 위해 음의 값으로 나타난다. 그림 4.30은 기상 조건이 좋아 최대출력이 큰 경우와 그렇지 않은 경우에 대해서 각 동작점에서의 전압루프 게인을 도시한 것이다. 그림에서 확인할 수 있듯이 동작점에 따라 소신호 특성이 달라지지만 주로 낮은 주파수 대역에서 영향을 받으며 높은 주파수 대역에서는 특성이 일치함을 확인할 수 있다. 따라서 공진점 근처의 발진을 피하고 안정적인 전압 제어를 위해 이보다 높은 대역에서

차단주파수가 결정되도록 하고 발전전력이 작을수록 태양전지의 소신호 값이 커지는 특성 또한 고려하여 제어기를 설계하였다.

$$H_v(z) = -0.2 \left(\frac{z - 0.97}{z - 1} \right) \quad (4.79)$$

$$T_v(z) = H_v(z) \cdot G_{vc}(z) \quad (4.80)$$

(3) Off-MPPT – 직류 버스전압 제어기

그림 4.25에서 설명 되었듯 전류 루프의 설계 후 식(4.53)을 이용하여 단일 등가 모듈의 전압루프를 설계한다. K_d 는 식(3.31)의 설계 조건을 고려하여 정하였으며 시스템의 안정화와 성능 향상을 위해 충분한 차단 주파수에서 전압과 위상 이득을 충분히 확보하도록 식(4.81)과 같이 PI 제어기를 설계한다. 그림 4.31은 전압루프 게인의 보드선도를 나타내는

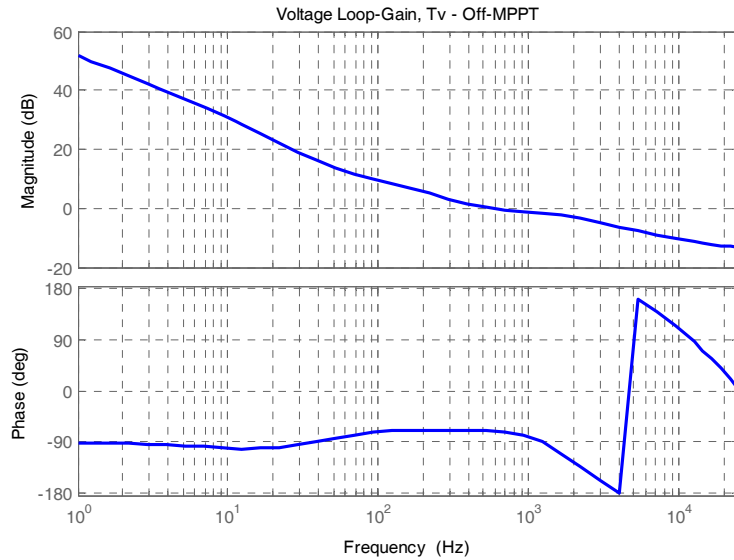


그림 4.31 Off-MPPT 전압루프의 보드 선도.

Fig. 4.31 Bode diagram of off-MPPT voltage loop-gain.

것으로 제어기의 차단주파수는 559 Hz이며 위상이득 110° 를 가진다.

$$H_v(z) = 6 \left(\frac{z - 0.996}{z - 1} \right) \quad (4.81)$$

$$T_v(z) = H_v(z) \cdot G_{vc}(z) \quad (4.82)$$

버스 전압 제어로 동작할 경우 태양광 패널은 전압원 영역에서 주로 동작하게 되며 따라서 전달함수는 비교적 일정하게 나타나게 된다. 그림 4.32는 랜덤한 부하 변동에 따른 버스 전압을 보여주는 것으로 최대 출력점 이하에서는 off-MPPT를 통해 버스 전압을 유지하는 것을 확인할 수 있다. 이 때, 전압의 변동은 드롭 계인과 부하 전류에 따른 영향이다.

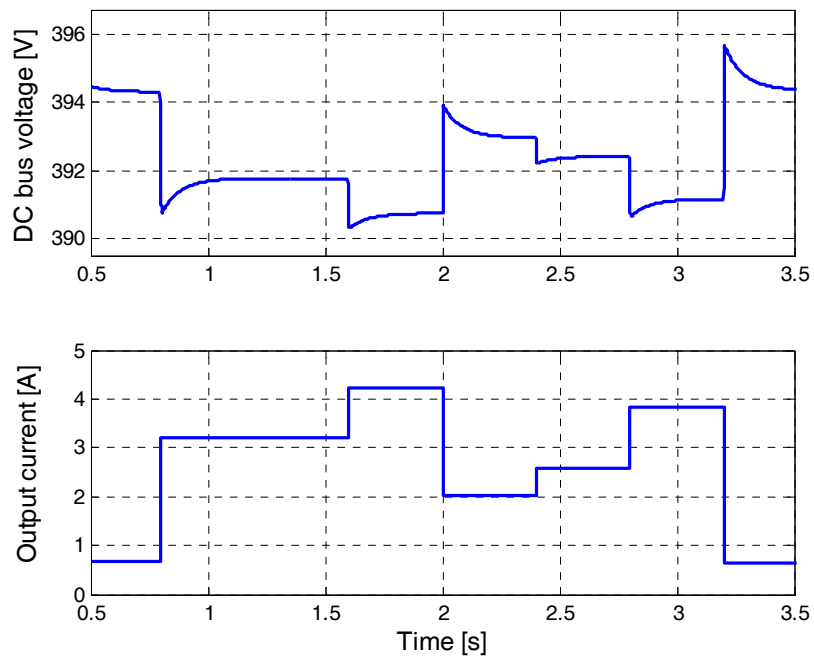


그림 4.32 부하 변동에 따른 버스 전압 모의 실험 결과.

Fig. 4.32 Simulation results of DC bus voltage according to load variation.

4.3.2 ESS 컨버터의 제어기 설계

ESS 용도로 공칭전압과 용량이 각각 3.7V, 31Ah 인 Li-polymer 배터리 셀 56개가 직렬로 연결되며, 양방향으로 동작하기 위해 제작된 컨버터의 개별 인덕터는 1 mH, 출력 캐패시터는 940 μ F 이다. DSP에 의해 제어기가 구현되며, 컨버터의 스위칭 및 샘플링 주파수는 50 kHz이다.

(1) 전류 제어기

배터리는 이상적인 전압원과 달리 에너지 저장 상태에 따라 OCV 전압이 달라질 수 있다. 그림 4.33에 나타낸 리튬 폴리머 배터리의 특성에서 알 수 있듯이 제어기 설계 시 이러한 전압 변동 범위를 고려하여야 한다. 그림 4.34는 배터리의 저장 상태와 충방전 전력에 따른 G_{id} 전달함수를 도식한 것이다. 그림 4.34에서 알 수 있듯이 배터리 전압이 높을수록 높은 주파수에서 공진점이 형성되며 충방전 전력 공급에 따른 영향은 저주파 대역에서 위상에 영향을 미칠 뿐이다. 저주파

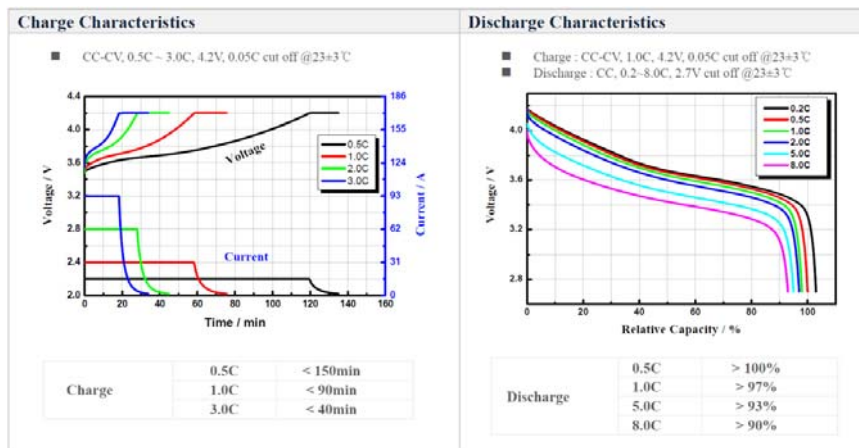


그림 4.33 SLPB78216216H Li-polymer 배터리 셀 특성[90].

Fig. 4.33 Characteristic of SLPB78216216H Li-polymer battery cell.

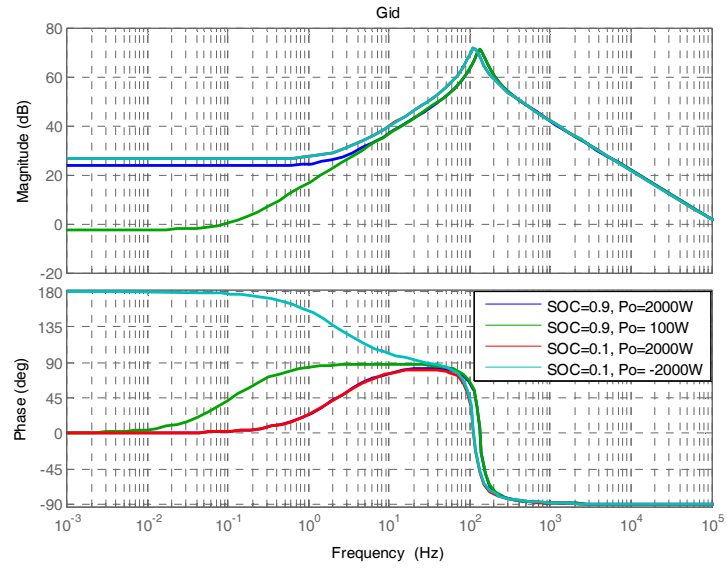


그림 4.34 배터리 상태와 충방전 전력에 따른 G_{id} .

Fig. 4.34 Duty cycle-to-inductor current G_{id} according to SOC and charging/discharging power.

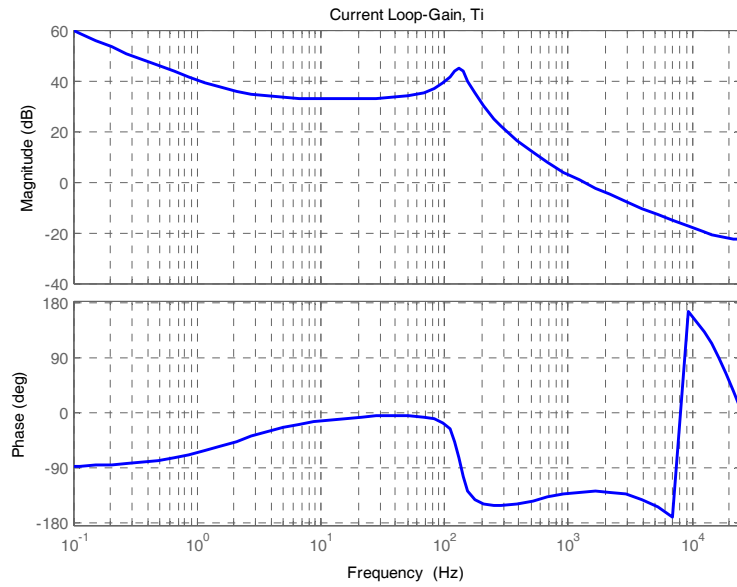


그림 4.35 ESS 컨버터 전류루프의 보드 선도.

Fig. 4.35 Current loop-gain of ESS converter.

대역에서 적분기를 이용하여 이득을 향상시킨다고 가정할 경우, 동작점에 상관없이 안정적인 전류 제어기를 설계하기 위해서는 배터리 전압이 높은 경우를 기준으로 공진점 이상에서 차단 주파수를 갖도록 설계하도록 한다.

이를 고려하여 전류 제어기를 식(4.83)과 같이 설계하였으며 이때 차단주파수 1.6 kHz, 위상 이득 56° 를 갖고, 이에 해당하는 전류루프의 보드선도는 그림 4.35와 같이 나타난다.

$$H_i(z) = 0.01 \left(\frac{z - 0.922}{z - 1} \right) \quad (4.83)$$

$$T_i(z) = H_i(z) \cdot G_{id}(z) \quad (4.84)$$

(2) 전압 제어기

그림 4.26에서 설명 되었듯 전류루프의 설계 후 식(4.58)을 이용하여 단일 등가 모듈의 전압루프를 설계한다. 전압루프는 식(4.81), 식(4.82)에서 사용했던 방식과 동일하게 PI 제어기를 이용하여 구성되었다. 전압 제어기 설계 시 G_{vc} 전달함수의 영점과 극점은 배터리 전압의 크기보다는 전력의 크기에 영향을 많이 받으며 전력이 클수록 낮은 주파수에서 영점이 생기기 때문에 안정적인 위상이득을 확보하기 위해 최대 전력을 기준으로 전압제어기를 설계한다. 이를 고려하여 최대 부하에서 차단주파수 796 Hz, 위상이득 68.4° 가 되도록 식(4.85)와 같이 제어기를 설계하였으며 이에 대한 전압루프의 보드선도는 그림 4.36과 같다.

$$H_v(z) = 3 \left(\frac{z - 0.9995}{z - 1} \right) \quad (4.85)$$

$$T_v(z) = H_v(z) \cdot G_{vc}(z) \quad (4.86)$$

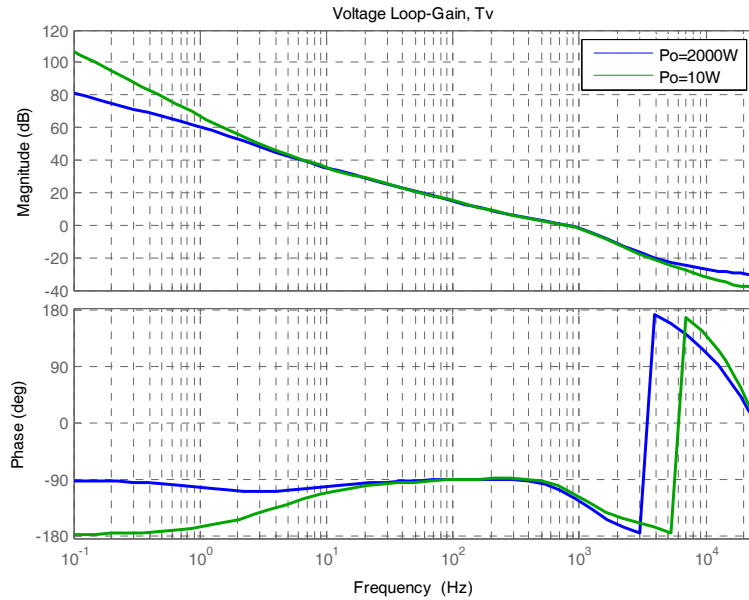


그림 4.36 ESS 컨버터 전압루프의 보드 선도.

Fig. 4.36 Voltage loop-gain of ESS converter.

(3) 오프셋 전압 제어기

그림 3.21과 그림 4.26으로부터 전압지령의 오프셋을 보상해 주기 위한 제어기를 설계한다. 제어기는 식(4.62)를 이용하여 식(4.87)과 같이 구성되었으며 식(4.88)은 배터리 전류 지령을 잘 따라 갈 수 있도록 한다. 이 때, 다른 컨버터에 의한 버스 전압 제어에 영향을 받지 않도록 2.09 Hz의 낮은 차단 주파수를 갖도록 제어기를 설계하였으며 이때 위상 이득은 136° 이다.

$$H_p(z) = 0.05 \frac{(z - 0.83)}{(z - 1)} \quad (4.85)$$

$$T_p(z) = H_p(z) \cdot G_{inv}(z) \quad (4.88)$$

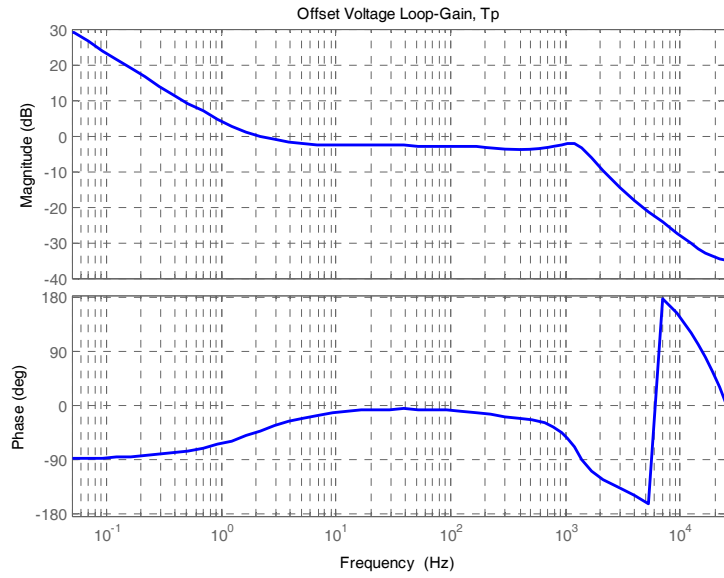


그림 4.37 오프셋 전압루프의 보드 선도.

Fig. 4.37 Bode diagram of offset voltage loop-gain.

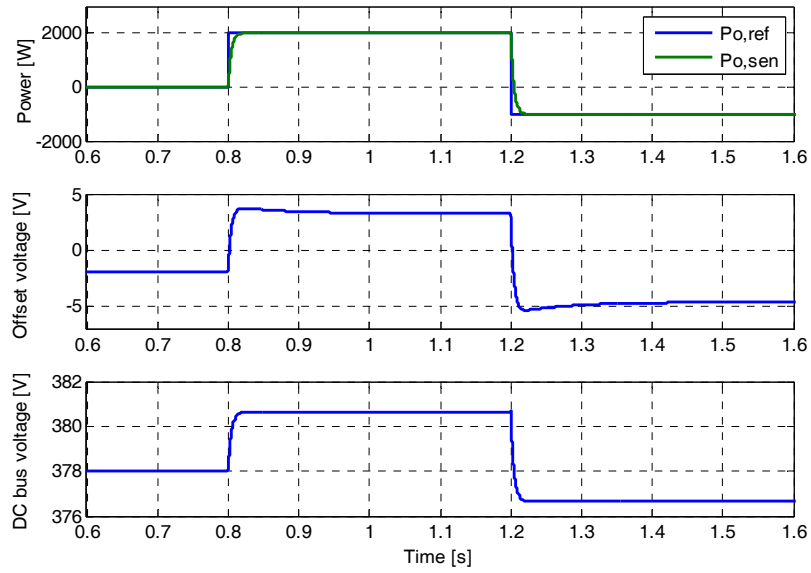


그림 4.38 ESS컨버터의 EMS 동작 시뮬레이션 결과.

Fig. 4.38 Simulation results of EMS operation for ESS converter.

그림 4.38은 전체 루프가 설계되고 EMS를 위해 오프셋 전압 제어기가 동작할 때 결과를 나타낸 것으로 전력 지령에 필터는 포함되지 않은 경우이다. 전력 스케줄링을 위해 지령이 내려졌을 때 이를 위해 오프셋 전압을 조절하면서 전력 지령을 잘 추종하는 것을 확인할 수 있으며 이때, 직류 버스의 전압 또한 바뀌는 것을 확인할 수 있다.

4.3.3 AC 컨버터의 제어기 설계

직류 배전 시스템과 계통을 연결하기 위해 그림 4.17의 단상 풀브리지 회로가 2병렬 모듈로 사용되며, 이때 계통 전압은 200-240Vrms로 동작한다. 제어기는 DSP를 사용하여 구현되며, 컨버터 제작을 위해 사용된 개별 인덕터는 3.3 mH, 출력 캐패시터는 940 μ F 이며 스위칭 주파수 및 샘플링 주파수는 18 kHz이다.

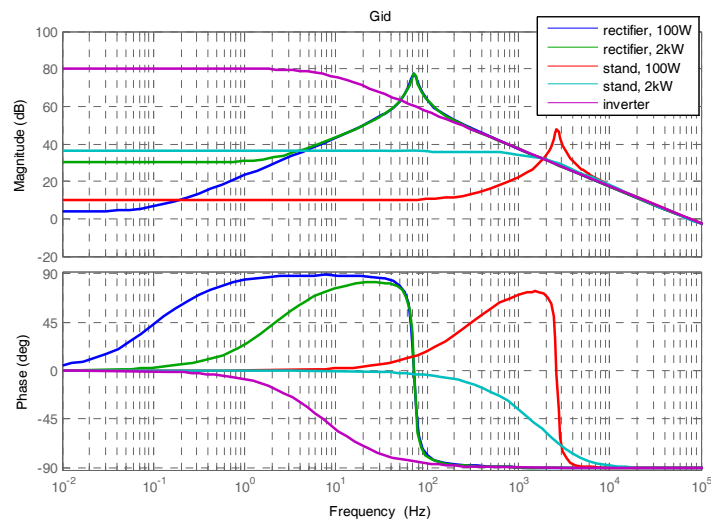


그림 4.39 $D_{ab}=0.58$ 인 경우, 부하에 따른 G_{id} .

Fig. 4.39 Duty cycle-to-inductor current G_{id} according to load, $D_{ab}=0.58$

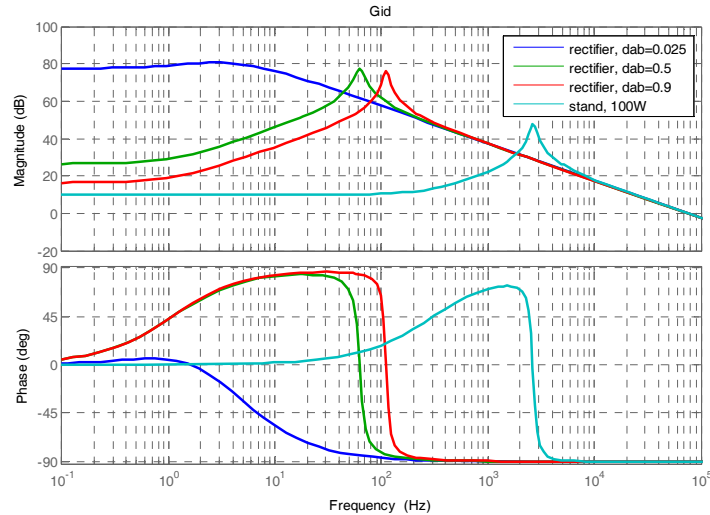


그림 4.40 전력 1 kW 인 경우 시비율에 따른 G_{id} .

Fig. 4.40 Duty cycle-to-inductor current G_{id} , according to duty ratio, $P_o=1kW$.

(1) 전류 제어기

컨버터는 계통과 연결 여부에 따라 동작 모드를 두 가지로 분류할 수 있다. 이 때 전류 제어기는 하나로 통합되며 이를 위해 먼저 각 모드의 영향에 따른 전달함수를 살펴보았다. 식(4.41)과 식(4.43)을 바탕으로 다양한 조건에서 G_{id} 를 그림 4.39과 그림 4.40에 도시하였다. 그림에서 알 수 있듯이 전압 제어모드의 경우 일정한 시비율일 때 부하의 변화는 저주파수에서 영향을 미치고 시비율의 변동은 공진점에 영향을 미친다. 입력 전압이 감소해 시비율이 줄어들수록 공진점은 낮아지며 극점 분리가 일어난다. 독립운전일 경우 공진점은 변하지 않으나 부하의 크기에 따라 저주파 계인과 Q factor 에 영향을 미치는 것을 알 수 있다. 따라서 통합 전류 제어기 시비율이 낮을 때를 기준으로 하며 이는 전류 제어를 하는

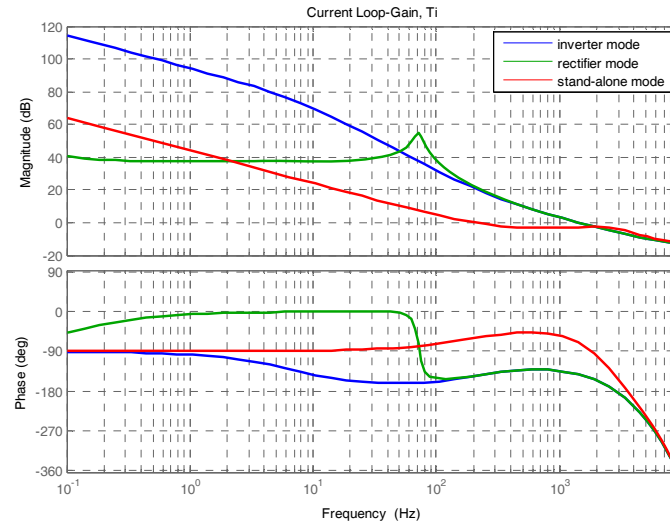


그림 4.41 전류루프의 보드 선도.
Fig. 4.41 Bode diagram of current loop-gain.

인버터 모드 동작과 거의 일치한다. 즉, 인버터 모드를 기준으로 전류 제어기를 설계하며 차단 주파수를 충분히 크게 하여 성능을 만족하도록 한다. 단, 대역을 충분히 키울 수 없을 경우 독립운전 모드의 공진점을 피해 차단 주파수를 설정하도록 한다.

위 조건을 기준으로 식(4.89), 식(4.90)과 같이 PI 제어기를 이용하여 전류 제어기를 설계하였다. 이 때 버스 전압제어 모드(rectifier mode)의 경우 차단 주파수는 1.44 kHz, 위상 이득은 36.7° 로, 독립운전 모드(stand-alone)의 경우 차단 주파수는 205 Hz, 위상 이득은 120° 이다. 이에 해당하는 전류루프 게인은 그림 4.41과 같이 나타나며 개별 모드 성능을 향상 시키기 위해서는 각 모드에 따라 전류 제어기를 다르게 설계할 수도 있다.

$$H_i(z) = 0.02 \left(\frac{z - 0.91}{z - 1} \right) \quad (4.89)$$

$$T_i(z) = H_i(z) \cdot G_{id}(z) \quad (4.90)$$

(2) 독립운전 모드 전압 제어기

독립운전 (Grid-disconnected) 모드에서는 교류 버스 전압 제어를 목표로 하며 그림 4.27의 블록 다이어그램을 바탕으로 구성되었다. 식(4.65)를 이용하여 식(4.91)과 같이 제어기를 설계하였다. 이 때 전압 루프의 차단주파수는 160 Hz, 위상이득은 94° 를 갖는다.

$$H_v(z) = 0.02 \left(\frac{z - 0.927}{z - 1} \right) \quad (4.91)$$

$$T_v(z) = H_v(z) \cdot G_{vc}(z) \quad (4.92)$$

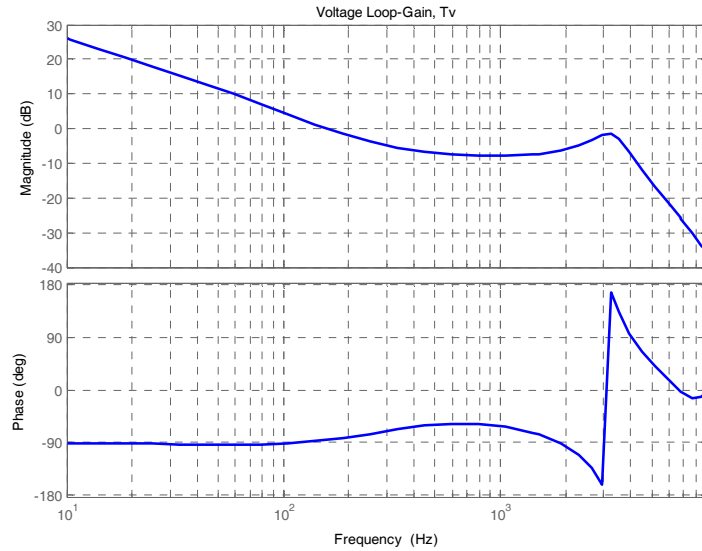


그림 4.42 독립운전 모드에서 전압루프의 보드 선도.

Fig. 4.42 Bode diagram of voltage loop-gain on stand-alone mode.

(3) 직류 버스전압 모드 전압 제어기

직류 버스전압(Grid-connected) 제어 모드는 식(4.70)과 그림 4.28의 블록 다이어그램을 바탕으로 전압 보상기와 오프셋 보상기로 이루어져있다. 전압루프에는 120 Hz 주파수 성분을 줄이기 위해 notch filter 가 포함될 수 있다. 전류 왜곡을 줄이기 위해 대역폭을 20 Hz 이하로 설계하였다. 따라서 전압 보상기는 식(4.93)과 같이 차단주파수 14.4 Hz, 위상 이득 80.5° 의 성능을 갖도록 설계되었으며, 전압루프 보드선도는 그림 4.43과 같이 나타낼 수 있다.

$$H_v(z) = -0.08 \left(\frac{z - 0.999}{z - 1} \right) \quad (4.93)$$

$$T_v(z) = H_v(z) \cdot G_{vc}(z) \cdot G_{notch}(z) \quad (4.94)$$

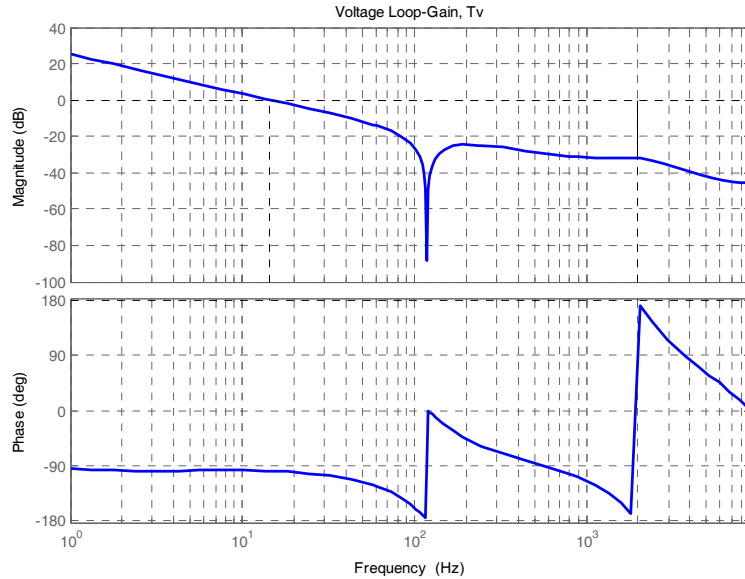


그림 4.43 직류 버스전압 모드에서 전압루프의 보드 선도.

Fig. 4.43 Bode diagram of voltage loop-gain on DC bus voltage control mode.

오프셋 보상기의 경우 식(4.73)을 이용하여 장기적으로 전압 조정 성능을 향상시키도록 하였다. 전압루프의 차단주파수보다 충분히 낮은 대역폭을 갖도록 보상기를 식(4.95)와 같이 설계하였으며 리미터를 통해 영향을 줄 수 있는 오프셋 값의 크기를 제한하였다. 보상기의 차단주파수는 0.11 Hz이며, 위상 이득은 90.6° 를 갖는다.

$$H_o(z) = -0.0175 \left(\frac{z - 0.998}{z - 1} \right) \quad (4.95)$$

$$T_o(z) = H_o(z) \cdot G_{vcb}(z) \quad (4.96)$$

(4) PLL 제어기

교류전원과 연계되는 컨버터는 직류전원에 연결되는 컨버터와 달리 위상이 존재하며 따라서 이를 검출하거나 생성하는 과정이 요구된다. 본 논문에서는 노이즈에 강인하고 순시적인 위상 검출이 가능한 PLL 제어기를 사용한다.

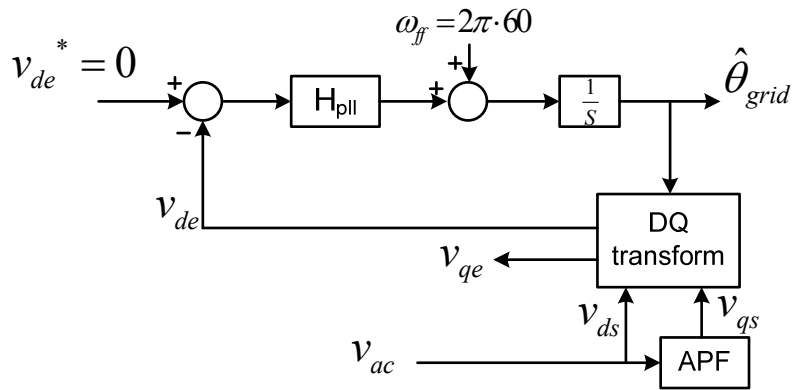


그림 4.44 PLL 제어 블록 다이어그램.

Fig. 4.44 PLL control block diagram.

그림 4.44는 단상 PLL 제어 블록 다이어그램을 나타내는 것으로 전역통과필터(APF)를 통해 V_{qs} 를 생성하고 이를 동기 좌표계로 변환한다. 이 후 위상제어기를 통해 위상각을 추정한다. 실제 위상각과 추정 위상각의 전달함수는 식(4.97)와 같이 표현되며 ζ 값이 2, 차단 주파수가 10 Hz가 되도록 식(4.98)과 같이 이산영역에서 PI제어기를 설계하였다.

$$\frac{\hat{\theta}_{grid}}{\theta_{grid}} = \frac{V_{ac,pk}K_p s + V_{ac,pk}K_i}{s^2 + V_{ac,pk}K_p s + V_{ac,pk}K_i} = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

$$K_p = \frac{2\zeta\omega_n}{V_{ac,pk}}, \quad K_i = \frac{\omega_n^2}{V_{ac,pk}} \quad (4.97)$$

$$H_{PLL}(z) = 0.8078 \left(\frac{z - 0.9991}{z - 1} \right) \quad (4.98)$$

제 5 장 직류 배전 시스템의 안정도와 사고 해석

5.1 시스템 안정도 해석

직류 배전 시스템은 다양한 전원과 비선형 부하 등이 복잡하게 연결되기 때문에 개별 컨버터 혹은 서브시스템이 안정적으로 설계되었다 하더라도 시스템 통합 시 다양한 동작 모드의 존재와 원치 않는 서브 시스템간의 간섭, 그리고 비선형적인 특성으로 인해 성능 열화나 안정도에 영향을 받을 수 있다. 따라서 분산 시스템의 안정도 해석은 시스템 설계 시 버스의 신뢰성 혹은 품질을 보장하기 위한 중요한 고려 사항이다. 본 절에서는 안정도 판별 기준과 방법에 대해 살펴 보고 이를 바탕으로 안정성 확보를 위한 시스템의 설계 기준을 제시한다.

5.1.1 Passivity 기반의 안정도 판별법

시스템의 안정도 분석을 위해 다양한 연구가 진행되어 왔다. 그 중 가장 대표적인 방법으로는 Cho's 판별법[45], [91]이 있으며, 이 방법은

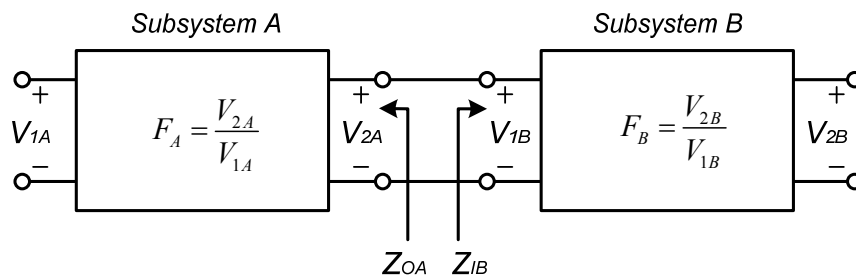


그림 5.1 직렬 연결된 서브 시스템.

Fig. 5.1 Series-connected sub-systems.

그림 5.1에 나타난 것처럼 각각 안정적으로 설계된 전원단과 부하단을 구분하여 접근하는 것으로, 전체 입출력 전달함수를 식(5.1)과 같이 나타냈을 때 서브 시스템의 입출력 임피던스 비에 해당하는 내부루프(T_m)를 통해 안정도를 판별하는 것이다.

$$F_{AB} = \frac{V_{2B}}{V_{1A}} = \frac{F_A F_B}{1 + \frac{Z_{OA}}{Z_{IB}}} = \frac{F_A F_B}{1 + T_m} \quad (5.1)$$

F_A 와 F_B 는 무부하 시 서브시스템의 전달함수를 의미하며 각각 안정적으로 설계되었다고 가정할 경우 시스템의 안정도는 $1+T_m$ 에 의해 결정된다. 이는 두 시스템간의 부하 효과를 나타내며 T_m 은 피드백 시스템의 루프 게인처럼 표현될 수 있다. 따라서 나이키스트 판별법에 의해 T_m 이 극좌표계에서 $(-1,0)$ 을 감싸지 않았을 때 시스템은 필요충분 조건으로 안정하다 할 수 있다. 이러한 기준을 만족시키는 것 중 하나로 [45]는 식(5.2)와 같은 입출력 임피던스 조건을 만족할 경우 시스템이 안정하다는 충분조건을 제시하였다.

$$\|Z_o\| \ll \|Z_i\| \text{ or } \|T_m\| = \left\| \frac{Z_i}{Z_o} \right\| \ll 1 \quad (5.2)$$

그림 5.2는 Subsystem A의 출력 임피던스와 Subsystem B의 입력 임피던스 예를 도시한 것으로 보드 선도에서 입출력 임피던스의 크기가 겹치지 않으면 T_m 이 항상 극좌표계의 단위원 안에 존재하게 되어 $(-1,0)$ 을 감싸지 않고 안정하게 됨을 의미한다.

이 판별법은 시스템의 동특성을 유지하면서 가장 강력한 안정도 조건을 제공하는 충분 조건이며 입출력 임피던스의 비율만으로 쉽게

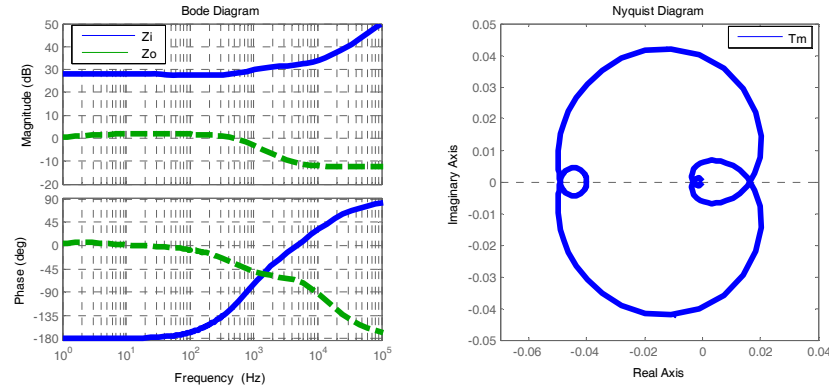


그림 5.2 입출력 임피던스의 보드선도와 T_m 의 나이키스트 선도.

Fig. 5.2 Bode diagram of input/output impedance and Nyquist contour of T_m .

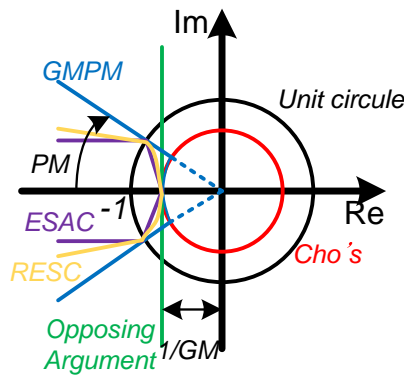


그림 5.3 안정도 판별법에 따른 금지 영역[97].

Fig. 5.3 Forbidden regions according to stability criterion.

안정도를 판별할 수 있다는 장점이 있다. 이는 필요충분 조건이 아니라 강력한 충분조건이기에 실제 이를 만족하지 않더라도 시스템이 안정적으로 동작할 수 있다. 게다가 이 조건을 이용하여 안정도를 만족하도록 시스템을 설계할 경우, 불필요하게 필터 사이즈를 증가시켜 가격 상승과 전력 손실 증가 문제를 가져 올 수 있으며, 이러한 단점을 해결하고자 위 개념을 확장시킨 GMPM (Gain Margin and Phase Margin), OA

(Opposing Argument), ESAC (Energy Source Analysis Consortium), RESC (Root Exponential Stability Criterion) 등과 같은 판별법이 제시되었다[91]-[96]. 위 방법들은 모두 서브시스템의 이미턴스 (immitance, admittance+impedance)를 기반으로 그림 5.3과 같이 금지영역을 제시함으로써 안정도를 위한 충분 조건을 만족하는 설계를 유도하는 것이다. 즉, 내부루프가 금지 영역으로 가지 않는 한 안정도를 보장 받을 수 있다.

하지만 Cho's 판별법을 제외한 나머지 방법들은 설계 가이드를 정형화하기 어렵다는 단점을 지닌다. 또한 양방향 전력 제어를 위한 컨버터 또는 다양한 종류의 컨버터가 서로 연결되었을 때 적용이 불가능하거나 안정도를 판별하는 지점에 따라 적용 한계가 발생할 수 있으며 실제 안정도 판별 적용 시 매우 복잡하다는 단점을 지닌다. 또한 직렬 연결된 서브 시스템만을 대상으로 하는 등 판별을 적용할 수 있는 조건에 제한이 있고 다양한 모드로 동작하는 시스템에 대해 적용하기 어렵기 때문에 시스템 레벨의 안정도 판별에는 적합하지 않다. 위 문제를 해결하기 위해 이전 방법들이 임피던스 비를 이용하여 금지 영역을 제안함으로써 판별을 시도했던 것과는 다르게 버스 임피던스의 passivity에 기반하여 판별하는 passivity-based 안정도 판별법이 제시되었다[97].

대부분의 안정도 판별법이 내부루프의 임피던스의 비를 이용하는 것과 달리 passivity-based 안정도 판별법은 그림 5.4와 같이 버스에서 들여다 본 1-port 시스템으로 등가 한 후 버스 임피던스의 passivity를 통해 안정도를 판별한다. 즉, n 개의 전원과 m 개의 부하가 단일 버스에서 병렬로 연결되었을 때 이는 1-port 시스템으로 간략화 할 수 있으며 이 때 버스의 임피던스는 식(5.3)과 같이 계산할 수 있다.

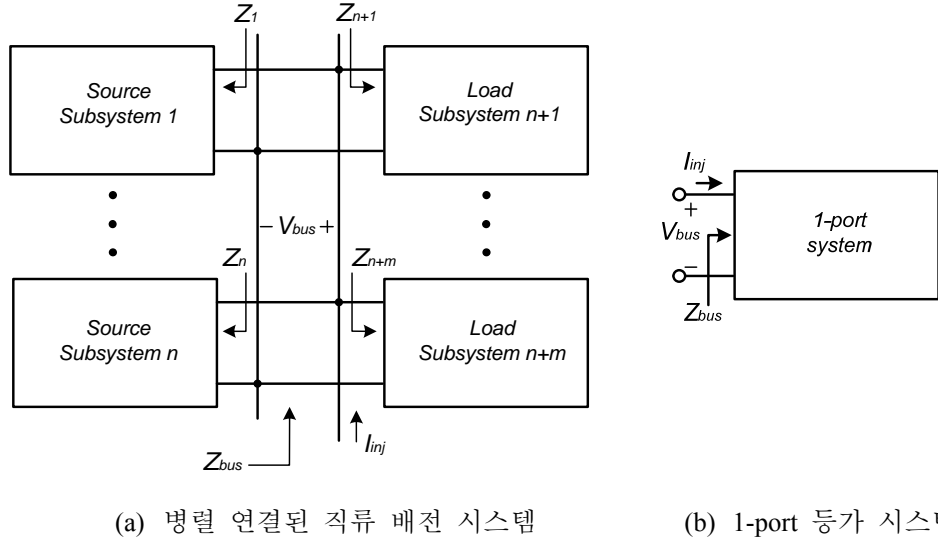


그림 5.4 직류 배전 시스템의 연결과 등가 구조.

Fig. 5.4 Parallel-connected DC distribution system and equivalent structure.

$$Z_{bus}(s) = \frac{V_{bus}(s)}{I_{inj}(s)} = Z_1 // Z_2 // \dots // Z_n // \dots // Z_{n+m} \quad (5.3)$$

Z_{bus} 를 가진 1-port 시스템에서 에너지를 흡수 할 수 있다면 passive하다고 정의되며 식5.4와 같이 필요충분 조건으로 표현할 수 있다[97].

$$\int_{-\infty}^T v_{bus}(t) i_{inj}(t) dt \geq 0 \quad \text{for all } T \quad (5.4)$$

LTI 시스템에서는 passivity는 다음 조건과 필요충분 관계이며

- 1) $Z_{bus}(s)$ 는 RHP pole을 포함하지 않는다.
- 2) $\text{Re}\{Z_{bus}(j\omega)\} \geq 0, \forall \omega$

조건1)은 $Z_{bus}(j\omega)$ 의 나이키스트 경로가 어떠한 극점도 감싸지 않는 것을 의미하며 조건2)는 임의의 주파수에 대해 $-90^\circ \leq \arg\{Z_{bus}(j\omega)\} \leq 90^\circ$

를 만족하는 조건과 일치한다. 따라서 버스 임피던스 $Z_{bus}(j\omega)$ 가 위 두 조건을 만족 시 시스템은 안정하다고 할 수 있다[98]-[99]. 위 방법은 임피던스 비를 이용하는 것과 달리 전체 버스 임피던스의 passivity를 판별하여 안정도를 확인하는 방법으로 여러 컨버터가 연결되었을 때 쉽게 적용이 가능하며 전력 흐름의 방향에 따른 고려를 완화할 수 있으며 그룹화에 따른 판별 제약 해결 등 쉽게 안정도를 판별할 수 있다는 장점을 갖고 있다. 따라서 본 논문에서는 passivity-based 안정도 판별법을 이용하여 직류 그리드 시스템의 안정도를 분석한다.

5.1.2 출력 임피던스 분석

Passivity-based 안정도 판별법을 이용하기 위해 출력 임피던스 정보가 매우 중요하다. 이에 대한 수학적 분석은 4장에서 시도되었으며 본 절에서는 그 결과를 바탕으로 제어 모드와 컨버터 종류에 따른 출력 임피던스를 도식하고 그 특징을 살펴본다.

출력 임피던스는 앞서 언급된 대로 직류 버스에서 각 컨버터로 주입되는 전류를 양의 방향으로 정의하였고 최종루프가 닫힌 상태에서 전달함수를 확인한다. 먼저 PV 컨버터의 경우 MPPT 제어 모드와 off-MPPT 제어 모드로 나눌 수 있으며 식(4.16)과 식(4.25)를 이용하여 해당 출력 임피던스를 그림 5.5와 같이 도식할 수 있다. 그림에서 알 수 있듯이 MPPT 제어로 동작할 시 입력 전압을 제어하기 때문에 버스의 임피던스는 기존 컨버터의 입력 임피던스와 유사하게 나타나며, 저주파에서 -180° 의 위상을 갖기 때문에 버스를 불안정하게 만들 수

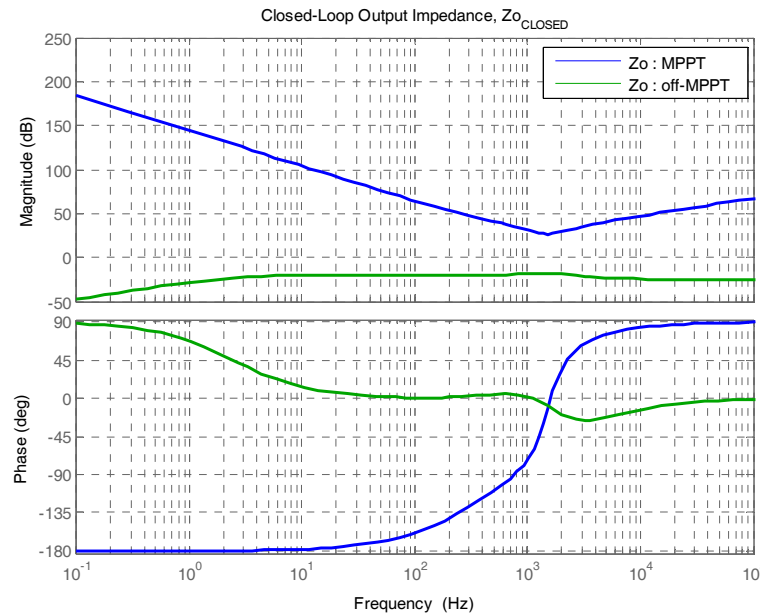


그림 5.5 PV 컨버터의 동작 모드에 따른 출력 임피던스 보드 선도.

Fig. 5.5 Bode diagram of output impedance according to operation mode of PV converter.

있다. 반면 off-MPPT는 낮은 출력 임피던스를 갖고 있으며 버스를 안정화 시키는 특성을 갖는다.

Off-MPPT 모드에서는 드롭게인 특성이 적용되며 이에 따라 시스템의 응답이 어떻게 달라지는지 살펴본다. 그림 5.6은 off-MPPT 모드에서 드롭 게인에 따른 출력 임피던스의 보드선도를 도시한 것이다. 먼저 출력 전류를 이용한 드롭게인이 적용되지 않았을 경우 컨버터는 가장 낮은 출력 임피던스를 갖는다. 반면 전력 분배를 위해 드롭 게인이 포함되면 저주파 대역에서의 전압이득은 드롭게인의 DC성분에 의해 결정된다. 드롭게인은 전류와 전압의 비율인 저항에 해당되는 것이며 출력 임피던스의 변화는 앞서 유도한 식(4.55)를 통해서 확인할 수 있다.

$$Z_{o_cl_v} = -G_{vi_cl_v} = -\frac{G_{vi_cl}}{1+T_v} + K_d \frac{T_v}{1+T_v} \quad (5.5)$$

식(5.5)의 오른쪽 세번째 항을 통해 드롭게인이 출력 임피던스에 미치는 영향을 확인할 수 있다. 드롭게인이 일정한 값인 경우 전압루프 게인의 대역폭에 의해 그 영향이 나타나며 따라서 드롭게인 이상의 임피던스에 의한 전압 변동이 나타날 수 있다. 전류 분배를 유지하면서 변동 폭의 영향을 제한하기 위해 드롭게인은 저대역 필터가 적용될 수 있다. 그림 5.6에서 알 수 있듯이 필터의 영향으로 인해 중간 대역 이상에서 출력 임피던스가 더욱 감소하게 됨을 알 수 있다.

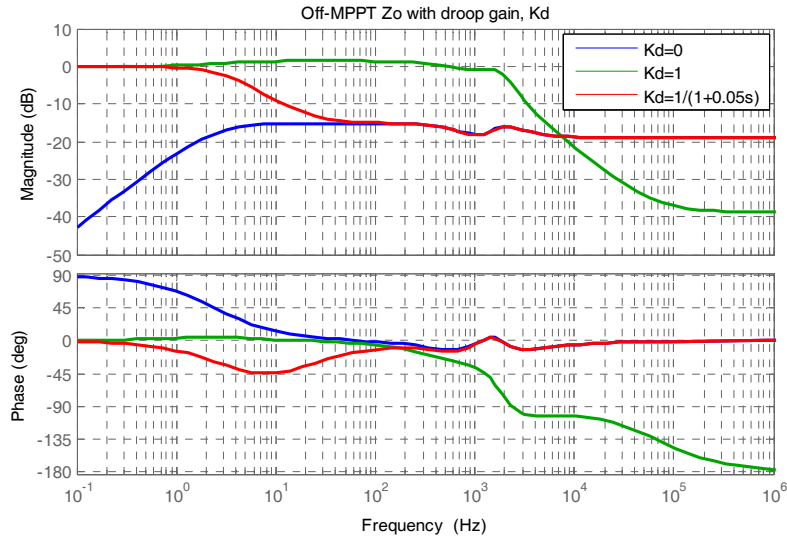


그림 5.6 PV 컨버터의 off-MPPT 모드에서 드롭게인 변화에 따른 출력 임피던스 보드 선도.

Fig. 5.6 Bode diagram of output impedance according to droop gain in off-MPPT mode of PV converter.

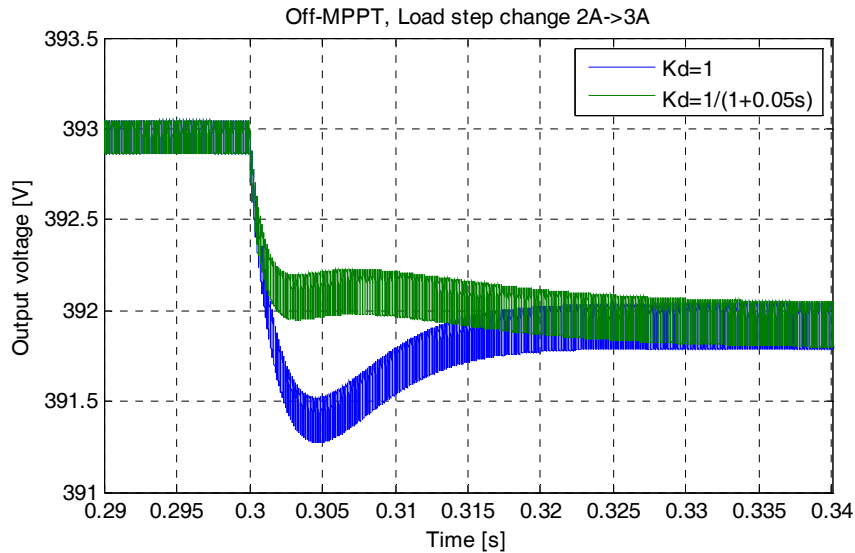


그림 5.7 Off-MPPT 모드에서 드롭게인에 따른 부하 변동 모의 실험 결과.

Fig. 5.7 Simulation result of load step change according to droop gain on off-MPPT control mode.

이러한 특성은 모의 실험을 통해 확인할 수 있으며, 그림 5.7은 상수의 드롭게인을 사용한 경우와 20 Hz LPF를 사용한 경우를 보여준다. 필터를 사용한 경우, 그렇지 않은 경우보다 전압 변동을 줄이면서 전류 분배를 잘 시도하는 것을 알 수 있으며 따라서 필요에 따라 저대역 통과 필터를 이용하여 드롭게인을 설계하는 것이 전압 변동 측면에서 유리할 수도 있다.

ESS 컨버터의 경우 출력전압 제어모드만 존재하며 식(4.62), 식(4.63)을 이용하여 그림 5.8과 같이 출력 임피던스를 표현할 수 있다. 그림에서 알 수 있듯이 모든 조건에서 직류 버스가 안정화됨을 알 수 있다.

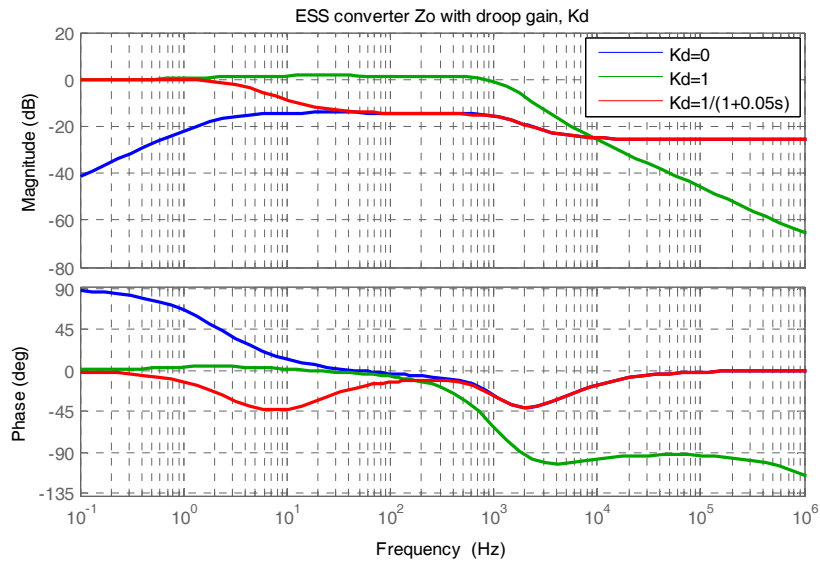


그림 5.8 ESS 컨버터의 드롭게인 변화에 따른 출력 임피던스 보드 선도.

Fig. 5.8 Bode diagram of output impedance according to droop gain for ESS converter.

AC 컨버터의 경우 계통 연계 여부에 따라 두 가지 모드로 동작하며 따라서 식(4.68)과 식(4.72)를 이용하여 해당 모드에 따른 출력 임피던스를 그림 5.9와 같이 도시하였다. 먼저 계통 연계 시 직류 버스 전압 제어 (rectifier) 모드로 동작하며 낮은 전압 대역폭으로 인하여 출력 임피던스가 비교적 크게 나타나지만 위상이 안정도를 만족하는 범위에 있기 때문에 안정적인 동작을 예상할 수 있다. 독립 운전 (stand-alone) 모드의 경우 입력 임피던스와 유사한 형태로 나타난다. 하지만 교류 버스에 저항성 부하를 가정하였기 때문에 직류 버스는 안정적으로 동작하게 된다. 만약 정출력 부하가 연결되면 직류 버스를 불안정하게 만드는 요인이 될 수 있다.

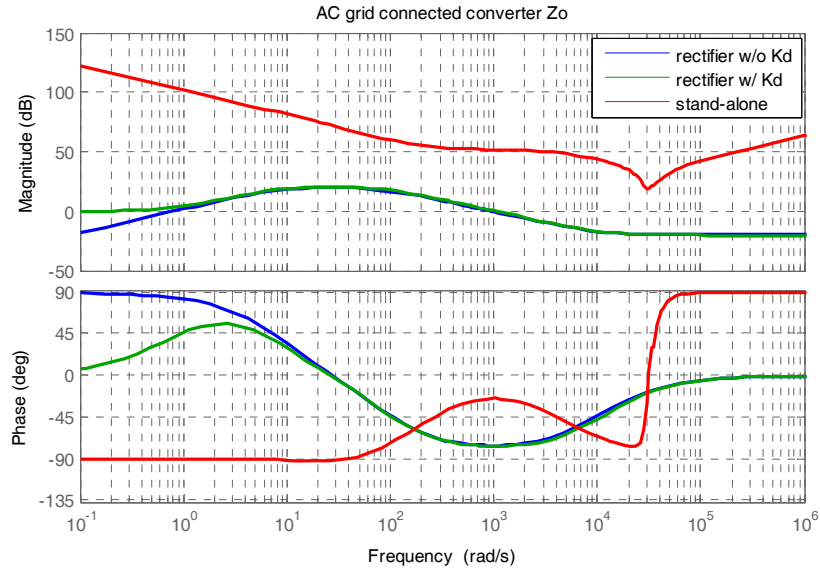


그림 5.9 AC 컨버터의 동작 모드에 따른 출력 임피던스 보드 선도.

Fig. 5.9 Bode diagram of output impedance according to operational mode of AC grid connected converter.

안정도 판별을 위한 부하모델로써 그림 5.10과 같은 정전력 부하 (Constant Power Load)를 고려한다. 전자부하나 인버터로 구동되는 모터부하 등이 이에 속하며 정전력 부하의 소신호 특성은 식(5.6)으로부터 유도할 수 있다.

$$i = \frac{P}{v} \quad (5.6)$$

동작점 ($I = P/V$)에서 전류의 변화율은 식(5.6)을 미분하여 식(5.7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\left. \frac{di}{dv} \right|_{v=V} = -\frac{P}{V^2} \quad (5.7)$$

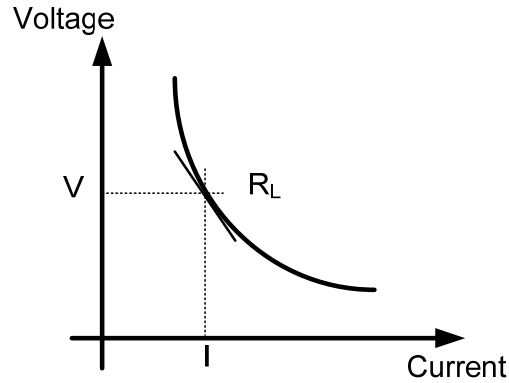


그림 5.10 정전력 부하의 V-I 특성 곡선.

Fig. 5.10 V-I characteristic curve of constant power loads.

따라서 정전력 부하의 전압, 전류 관련 식은 식(5.8)과 같이 나타낼 수 있으며 식에서 알 수 있듯이 음의 임피던스 특징을 갖는다.

$$i = -\frac{P}{V^2} \cdot v + 2 \cdot \frac{P}{V} \quad , \quad R_L = -\frac{V^2}{P} \quad (5.8)$$

즉, 정전력 부하는 정저항 부하와 달리 비선형성을 가지며 음의 임피던스 특성이 나타나기 때문에 시스템을 불안정화 시키는 요소라 할 수 있다[100]. 그림 5.11은 이상적인 정전력 부하의 소신호와 실제 컨버터의 입력 임피던스를 도시한 것이다. 실제 컨버터의 입력 임피던스는 전압 제어 대역폭 내에서만 정전력 부하처럼 동작하며 그 이상의 대역에서는 시스템의 불안정성을 야기하지 않는다. 따라서 식(5.6)과 같은 이상적인 경우의 정전력 부하에서 안정적으로 시스템이 동작하면 나머지 부하에서도 안정하다고 간주할 수 있으며 worst case인 이상적인 정전력 부하가 연결된 경우를 가정하고 안정도를 만족하는 조건을 확인한다.

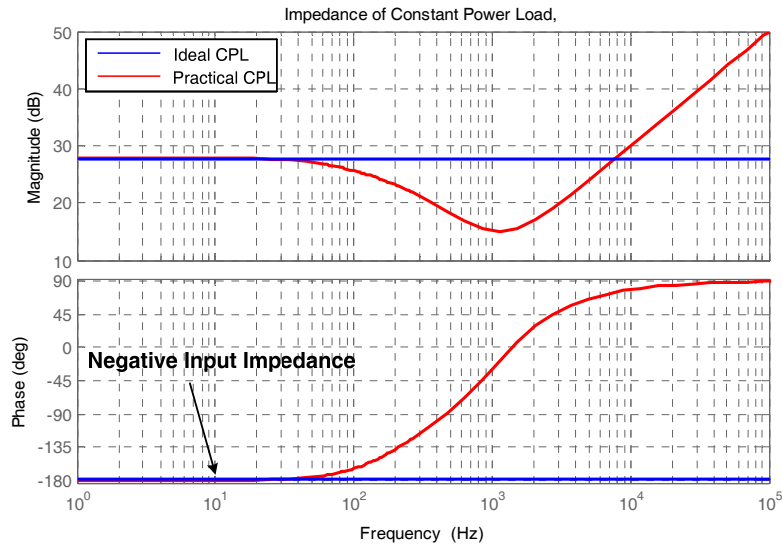


그림 5.11 정전력 부하의 임피던스 보드선도.

Fig. 5.11 Bode diagram of the constant power load impedance.

5.1.3 모의 실험 결과

앞에서 설명한 안정도 판별법의 타당성을 확인하기 먼저 AC 컨버터에 의해 구성된 직류 배전 시스템에 정전력 부하가 연결된 상황을 고려하였다. 그림 5.12는 AC 컨버터의 출력 임피던스 (Z_s), 정전력 부하의 입력 임피던스 (Z_L), 그리고 두 임피던스의 병렬 합인 직류 버스의 임피던스 (Z_{bus})를 보드 선도에 나타낸 것이다. 입력 임피던스는 불안정한 요소이지만 컨버터의 출력 임피던스가 이보다 훨씬 작기 때문에 버스 임피던스는 출력 임피던스와 거의 동일하게 나타나며 따라서 안정적인 구간에 머물러 있음을 확인할 수 있다. 이는 그림 5.13과 같이 버스 임피던스 (Z_{bus})의 나이키스트 경로가 항상 극좌표의 우반면에 존재하는

것을 의미한다. 그림 5.14는 이러한 조건에서 부하 변동을 모의 실험한 결과를 나타낸다. 0.5초 시점에서 부하가 500 W에서 1 kW로 급변함에도 불구하고 안정적인 버스 전압을 유지하는 것을 알 수 있다. PV 컨버터나 ESS 컨버터의 경우 더욱 낮은 출력 임피던스를 갖기 때문에 마찬가지로 안정적인 버스 전압을 유지할 것을 예상할 수 있다.

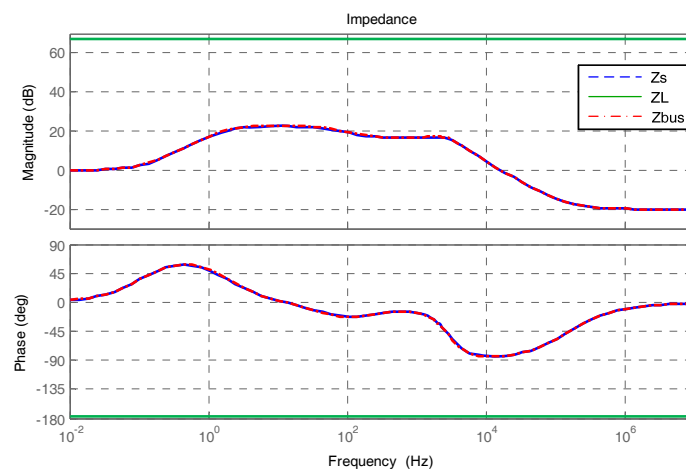


그림 5.12 Z_s , Z_L , Z_{BUS} 의 보드 선도.

Fig. 5.12 Bode diagram of Z_s , Z_L and Z_{BUS} .

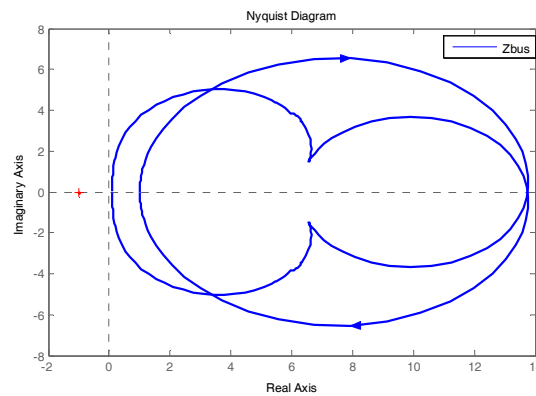


그림 5.13 버스 임피던스(Z_{bus})의 나이키스트 경로.

Fig. 5.13 Nyquist contour of DC bus impedance.

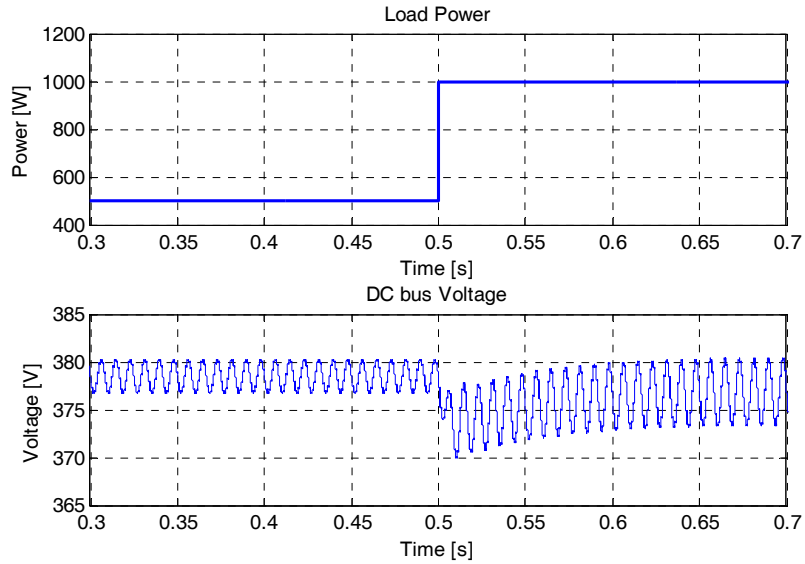


그림 5.14 부하 변동에 따른 모의 실험 결과 (Load step change : 500W → 1kW at 0.5s).

Fig. 5.14 Simulation result of load step change.

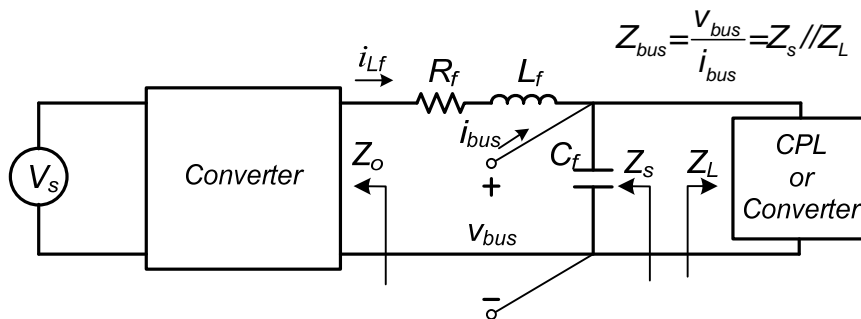


그림 5.15 필터가 고려된 간략화 된 직류 배전 시스템 구조.

Fig. 5.15 Configuration of a simple DC distribution system including filter.

하지만, 실제 컨버터의 출력단은 출력 필터가 연결되거나 케이블 임피던스에 영향으로 버스 임피던스가 달라질 수 있다. 이러한 실제 상황을 분석하기 위해 그림 5.15와 같이 케이블의 임피던스를 포함한

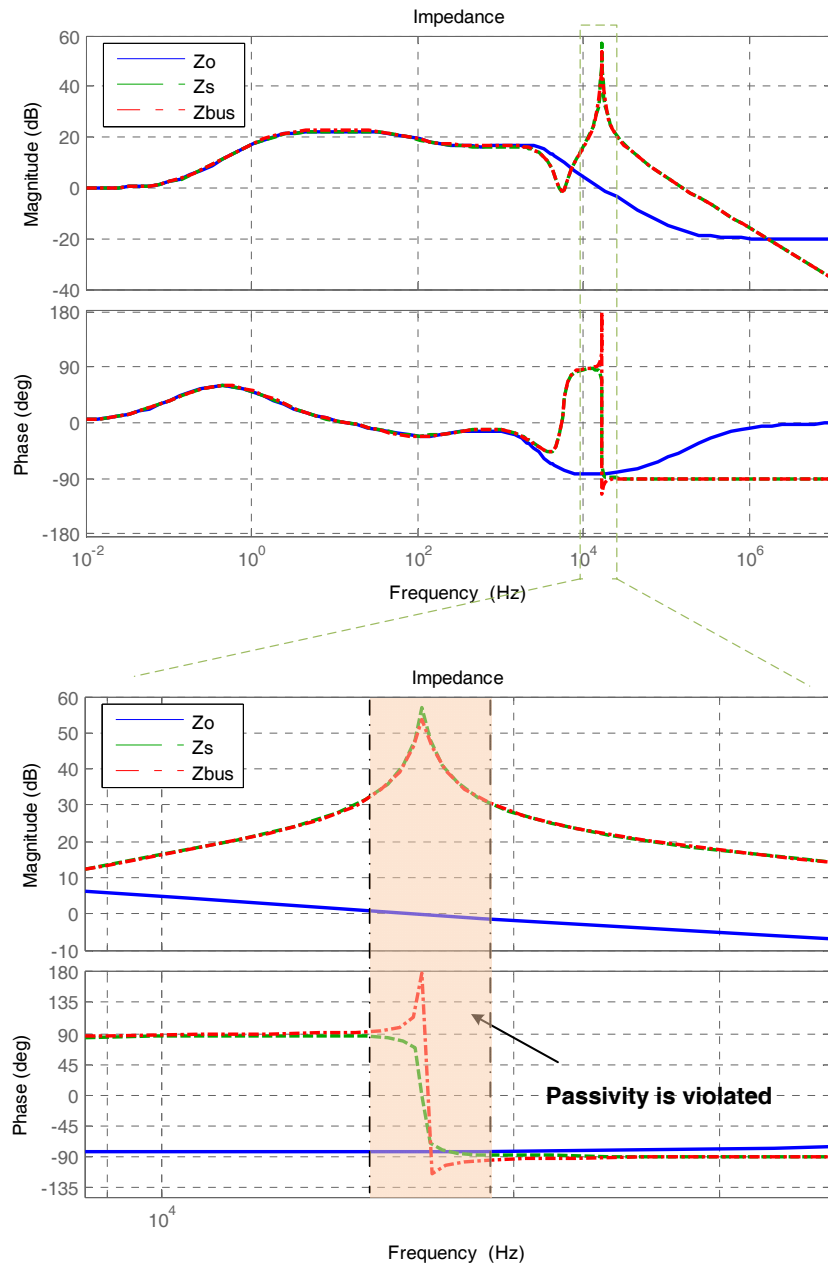


그림 5.16 필터를 고려한 임피던스의 보드 선도.

Fig. 5.16 Bode diagram of impedance including filter.

필터가 연결된 구조를 고려하였으며 이에 해당하는 임피던스의 보드 선도를 그림 5.16과 같이 도시하였다. 보드 선도에서 알 수 있듯이 필터의 임피던스로 인해 특정 주파수 구간에서 passivity 안정도 조건을 위반하게 되는 것을 알 수 있다. 이때 버스 임피던스 (Z_{bus})는 그림 5.17과 같이 나이키스트 contour가 극좌표의 우반면에 존재하는 것을 의미한다. 앞의 passivity 조건을 위반할 때 버스 전압의 상태가 어떻게 나타나는지 확인하기 위해 앞과 동일한 조건에서 Matab/Simulink를 이용하여 모의실험을 하였다. 그림 5.18은 모의 실험 결과를 나타내는 것으로 0.5초 시점에서 부하가 급변할 때 직류 버스의 전압이 심하게 불안정해지는 것을 확인할 수 있다. 이를 통해 passivity 조건을 만족할 경우 안정도를 판별할 수 있음을 검증하였다.

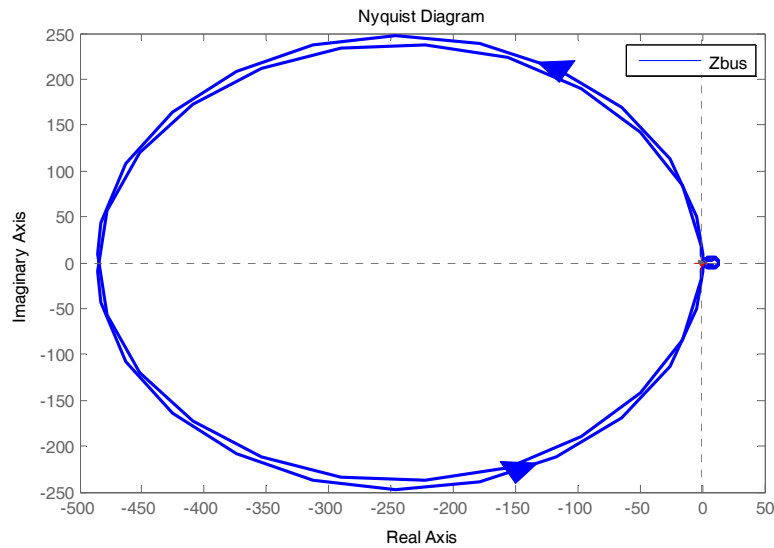


그림 5.17 Passivity 를 위반한 버스 임피던스(Z_{bus})의 나이키스트 contour.

Fig. 5.17 Nyquist contour of passivity-violated bus impedance.

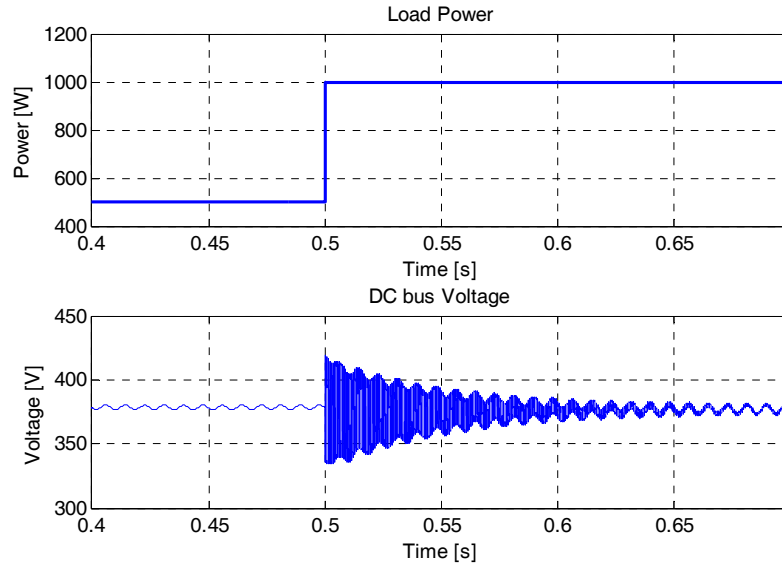


그림 5.18 Passivity조건을 위반한 경우 부하 변동에 따른 모의 실험 결과
(Load step change: 500W \rightarrow 1kW at 0.5s).

Fig. 5.18 simulation result of load step change in case of passivity-violation.

직류 배전 시스템에 여러 전원 및 에너지 저장장치가 병렬 연결될 경우 버스의 임피던스는 더욱 낮아지는 효과를 갖기 때문에 안정도는 더욱 향상하는 효과를 갖는다. 단, 앞의 출력 임피던스 분석에서 살펴 보았듯이 PV 컨버터가 MPPT 제어로 동작하거나, 계통이 분리된 상태에서 AC 컨버터가 독립운전을 통해 정출력 교류 부하를 공급해야 하는 경우는 음의 임피던스 특성 때문에 passivity를 약화시켜 시스템이 불안정하게 될 수 있다. 그림 5.19는 모든 전원이 연결된 직류 배전 시스템의 버스 임피던스를 도식한 것이다. 그림에서 passivity를 만족하는 것을 확인할 수 있으며 그림 5.20의 모의 실험 결과에서도 버스 전압이 안정적으로 동작하는 것을 확인할 수 있다.

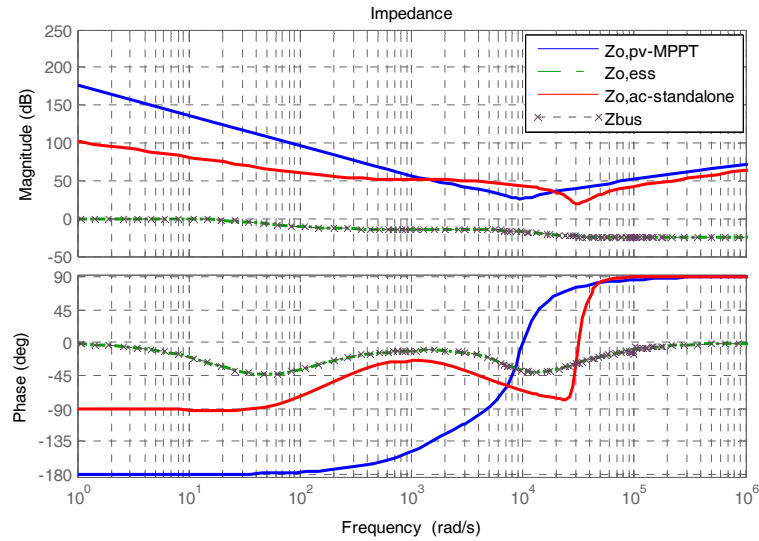


그림 5.19 다중 전원이 연결된 직류 배전 시스템 임피던스의 보드 선도.
Fig. 5.19 Bode diagram of DC distribution system impedance with multiple sources.

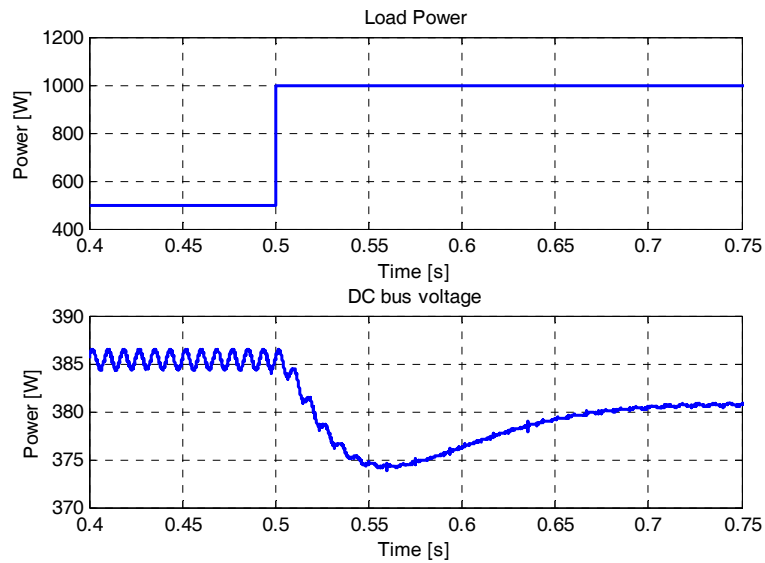


그림 5.20 다중 전원이 연결된 직류 배전 시스템의 부하 변동에 따른 모의 실험
결과 (Step load change: 500W \rightarrow 1kW at 0.5s).

Fig. 5.20 Step load change of DC distribution system with multiple sources.

5.1.4 안정도 보장을 위한 설계가이드

지금까지 직류 배전 시스템의 안정도 판별 기준과 임피던스 특성에 대해 살펴보았다. 기존의 방법들은 다양한 전원이 병렬 연결된 분산 시스템의 안정도를 판별하는데 수많은 제약이 있었던 것에 반해 위의 *passivity*를 이용한 판별은 다양한 전원과 동작 모드에서 쉽게 안정도를 판별 할 수 있었다. 이를 바탕으로 설계 가이드 및 직류 배전 시스템의 특징을 정리하면 다음과 같다. 정전력 부하는 시스템을 불안정화 시키는 요소이며 식(5.8)에서 알 수 있듯이 직류 버스의 전압이 낮을수록 전력이 커질수록 불안정해진다. 따라서 동일한 전력이 요구될 경우 시스템의 안정도를 향상시키기 위해 직류 버스의 전압을 높이는 것이 효과적이라는 결론을 내릴 수 있다. 그림 5.21은 부하 임피던스의 크기에 따라 버스 임피던스 (Z_{bus})가 어떻게 달라지는지를 나타낸 것이며 부하 임피던스가 감소할수록 버스 임피던스의 *passivity*를 만족하지 못하므로 불안정해진다. 요약하면, 이상적인 정전력 부하의 경우, 부하 임피던스의 크기가 전원단의 출력 임피던스의 최대 값과 같아지는 조건이 *passivity*를 만족하는 경계조건이다. 따라서 배전 시스템을 설계할 때 전원단의 출력 임피던스, 버스 전압의 크기, 그리고 최대 부하의 크기 등을 고려하여 안정도를 만족시켜야 한다.

또 다른 특징으로 직류 기반의 빠른 동특성을 가진 dc/dc 컨버터는 출력 임피던스를 낮추는데 효과적이며, 부하 컨버터의 경우 빠른 동특성을 가질수록 이상적인 정전력 부하로 동작하기 때문에 전원단의 전압 제어 컨버터는 가능한 빠른 동특성을 갖도록 설계하는 것이 유리하다. 교류 배전 시스템으로 독립적인 그리드를 형성할 경우 교류

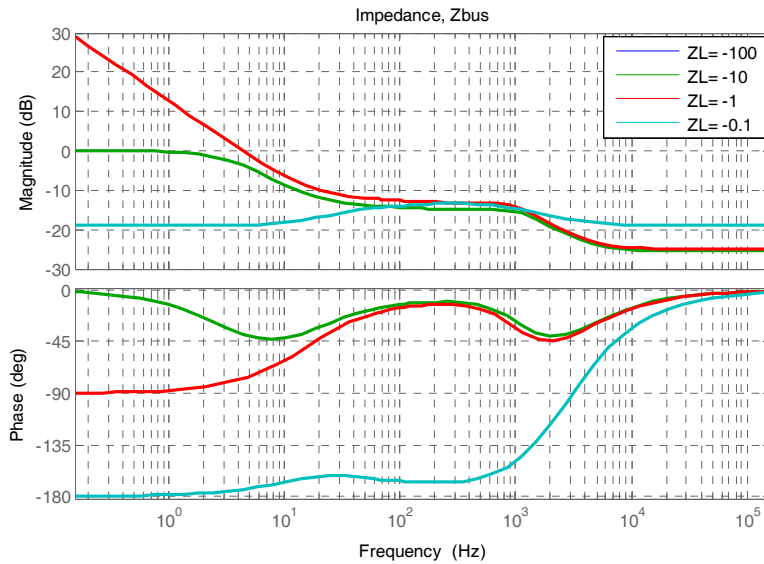


그림 5.21 부하 임피던스의 크기에 따른 버스 임피던스(Z_{bus})의 변화.

Fig. 5.21 Variation of bus impedance according to the load level.

버스 전압의 주파수 때문에 대역폭에 제한이 생기는데 반해 직류 배전에서는 그러한 제약이 없기 때문에 동특성을 향상시킬 수 있으며 따라서 더욱 안정적인 시스템을 제공하는데 유리하다. 잘 설계된 컨버터의 경우 대부분 이러한 passivity를 만족시킨다. 하지만 각종 필터의 연결이나 케이블 임피던스의 영향으로 버스의 임피던스는 달라질 수 있으며 따라서 직류 배전망을 구성할 때 이를 고려하여 임피던스 설계를 하도록 한다.

직류 배전 시스템의 안정도를 만족하는 배전망의 설계를 돕기 위해 대신호를 기반으로 한 안정도 해석이 기존에 연구되었다[46]. 이상적인 컨버터의 경우 출력 임피던스가 아주 작다고 가정하면 케이블 임피던스를

포함한 필터에 의해 버스의 임피던스가 결정되고, 이를 고려하여 설계기준을 수립하는 과정은 다음과 같다.

그림 5.15에서 Z_o 는 아주 작아서 이상적인 전압원을 만들 수 있다고 가정할 때 전류 전압의 관계는 식(5.9)와 같이 나타낼 수 있으며

$$\begin{aligned}\frac{dv_{bus}}{dt} &= \frac{1}{C_f} \left(i_{Lf} - \frac{P_o}{v_{bus}} \right) \\ \frac{di_{Lf}}{dt} &= \frac{1}{L_f} (V_s - R_f \cdot i_{Lf} - v_{bus})\end{aligned}\tag{5.9}$$

따라서 평형점은 식(5.10)과 같이 결정된다.

$$\begin{aligned}V_{bus} &= \left(\frac{V_s}{2} \right)^2 \pm \sqrt{\left(\frac{V_s}{2} \right)^2 - R_f \cdot P_o} \\ I_{Lf} &= \frac{P_o}{V_{bus}}\end{aligned}\tag{5.10}$$

이는 그림 5.22의 전원과 부하선의 교차와 관계되는 것이며 교차점이 생기는 것은 안정적인 평형점이 존재하는 것을 의미한다. 즉 실근이 존재할 경우 시스템이 안정적으로 동작할 가능성이 있으며, 그렇지 않는 경우 불안정하게 됨을 의미한다. 따라서 평형점이 존재하기 위한 조건을 식(5.10)으로부터 식(5.11)과 같이 유도할 수 있다.

$$R_f < \frac{V_s^2}{4P_o}\tag{5.11}$$

또 다른 기준은 The mixed potential criterion 을 이용하여 식(5.12)와 같은 기준을 만들 수 있으며

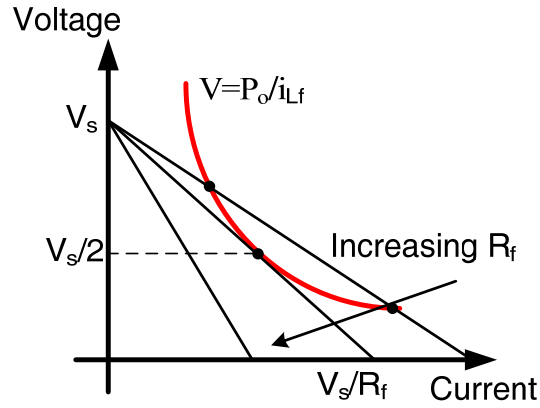


그림 5.22 정전력과 부하 곡선.

Fig. 5.22 Constant power and load line.

$$R_f > \sqrt{\frac{L_f}{C_f}} = Z_{ch} \quad (5.12)$$

$$Q = \frac{L_f}{R_f^2 \cdot C_f} < 1$$

따라서 최종 설계 기준은 식(5.13)과 같이 R_f 의 최대, 최소값으로 나타난다.

$$\sqrt{\frac{L_f}{C_f}} < R_f < \frac{V_s^2}{4P_o} \quad (5.13)$$

하지만, 위 조건은 over damping 의 경우로 제한된 경우의 충분 조건이며, 이를 만족하지 않아도 시스템이 안정적으로 동작할 수 있다. 또한 실제 케이블의 길이와 필터의 설계에 따라 over damping 을 하지 않게 되는 경우도 생길 수 있으며 따라서 이러한 조건에서는 기존의 방법을 이용해 안정도를 판별하기 어렵다는 단점을 지닌다. 그 밖에도 이

기준은 다른 크기의 전원이 병렬 연결되어 전력을 공급할 경우나 필터 구조가 바뀌는 경우 역시 적용하기 어렵다는 문제를 지니고 있다.

반면, 그림 5.21을 통해 제안된 설계 기준은 임피던스 분석 만으로 다양한 조건에서 쉽게 적용가능하며 안정도가 결정되는 경계를 분명하게 보여준다. 게다가 병렬 연결된 경우 구동 전력의 크기를 나누어 각 선로 별 안정도 제약 기준을 정할 수 있다는 장점을 가지기도 한다. 이를 검증하기 위해 $R_f=1\ \Omega$, $L_f=200\ \mu\text{F}$, $C_f=10\ \mu\text{F}$ 이고 V_s 가 400 V인 경우에 대해 모의 실험을 시도한다. 그림 5.23은 Z_s 의 보드 선도를 나타낸 것으로 식(5.13)을 만족하지 못한다.

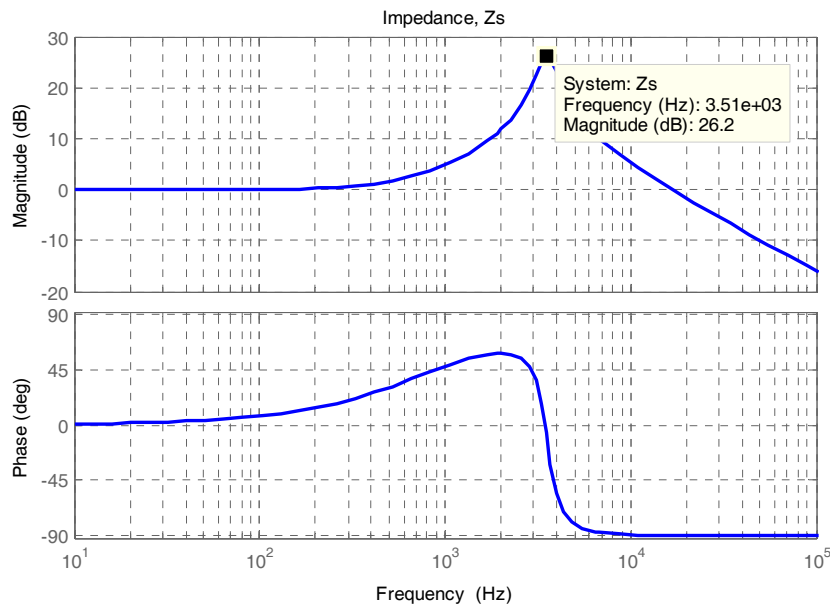


그림 5.23 필터가 포함된 전원단의 임피던스 (Z_s).

Fig. 5.23 Source impedance including filter.

그림 5.24는 모의 실험 결과로 부하가 증가하다 일정 시점 이후 직류 배전 시스템의 안정도가 붕괴되는 결과를 나타내고 있다. 모의 실험은 식(5.13)을 만족하지 못하지만 특정 전력 이하에서 시스템이 안정적으로 동작하는 것을 보여 주며 전압이 381.5 V, 이고 부하 전력이 7150 W인 지점에서 시스템이 불안정해지는 것을 알 수 있다. 이 때 정전력 부하의 임피던스는 식(5.8)에 따라 20.36Ω 로 계산되며 이 값은 그림 5.23의 보드선도에서 피크 값 20.42Ω (26.2 dB)과 일치한다. 즉, 부하의 임피던스가 버스 임피던스 (Z_s)의 피크값보다 큰 점에서는 안정도를 보장할 수 있다는 것을 의미하며 따라서 시스템의 안정도 판별 기준을 식(5.14)와 같이 제안한다.

$$\max \{ |Z_s(s)| \} < \left| -\frac{V_s^2}{P_o} \right| = |Z_L(s)| \quad (5.14)$$

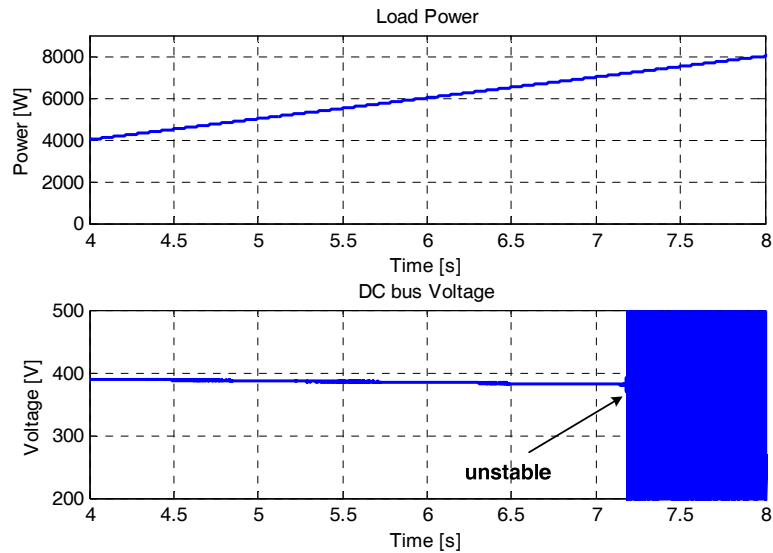


그림 5.24 부하 증가에 따른 안정도 모의 실험 결과.

Fig. 5.24 Stability of bus voltage according to load change.

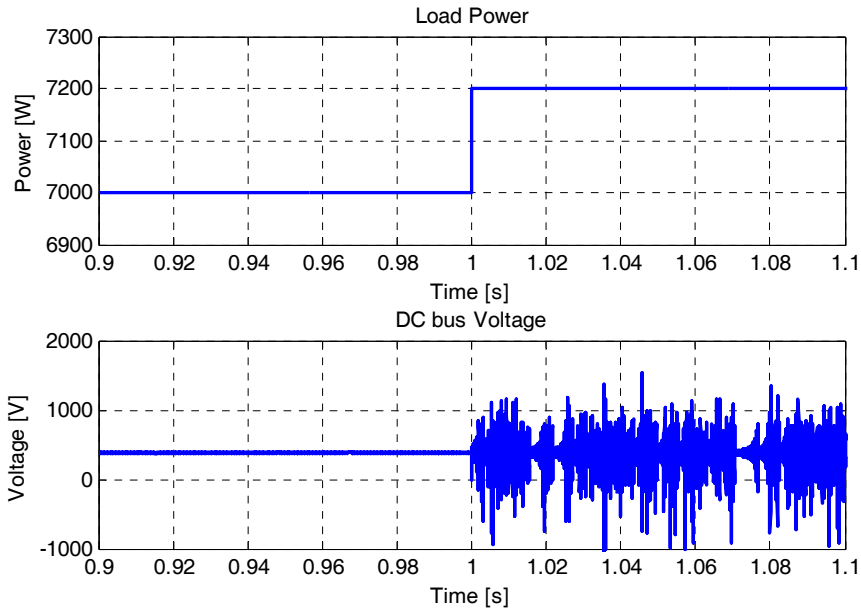


그림 5.25 부하 급변에 따른 안정도 모의 실험 결과(Load step change: 7kW → 7.2kW at 1s).

Fig. 5.25 Stability of bus voltage according to load step change.

경계값 근처에서 안정도를 만족하지 못하는 것을 재확인하기 위해 7000 W 에서 7200 W 로 부하를 급변 시키고 전압의 변화를 관찰하였다. 그림 5.25는 이에 대한 모의 실험 결과로 경계조건을 넘어서는 순간 시스템이 불안정해지는 것을 보임으로써 앞의 제안한 안정도 판별 기준이 타당함을 다시 한번 입증해준다.

앞의 연구를 통해 컨버터의 출력 임피던스 뿐 아니라 필터와 케이블의 임피던스를 포함한 버스의 임피던스가 안정도를 보장하는데 매우 중요하다는 사실을 알 수 있었다. 시스템을 안정화하기 위해 버스의

임피던스와 출력의 크기를 잘 고려해야 한다. 예를 들어 직류 버스의 임피던스를 감소시키기 위해 일반적으로 캐패시터를 추가하거나 다양한 종류의 필터가 사용될 수 있지만, 이 때 주변의 인덕턴스 성분과의 공진으로 인한 불안정 가능성을 신중히 고려해야 한다. 즉, passivity 조건 혹은 식(5.14)를 만족하도록 하여 직류 배전 시스템이 안정적으로 동작하도록 설계할 수 있다.

5.2 사고 상황 분석

배전 시스템의 신뢰성을 나타내는 요소 중 하나인 전력 품질은 전기 설비에 공급되는 전력의 질적 상태를 말한다. 즉, 부하가 일을 하는데 영향을 주는 전기적인 시스템과 공급 전압의 특성을 의미하며, 규정된 전압과 주파수 그리고 제정된 파형과 대칭성을 기준으로 평가된다. 전력 시스템에서 전력 품질이 중요한 이유는 부하에 공급되는 상태에 따라 부하 특성에 영향을 미치거나 오작동을 일으킬 수 있기 때문이다. 직류 배전 시스템에서 주파수 변동이나, 전압 불평형, 파형의 왜곡 등은 고려 대상이 아니기 때문에 본 논문에서는 신뢰성과 관련하여 사고 시 전압 변동에 대한 분석만을 시도한다.

5.2.1 사고의 분류

사고의 특성을 결정하는 요인들은 다음과 같이 정리할 수 있다.

- 사고 지속 시간과 과도 특성
- 접지 방식
- 사고 임피던스

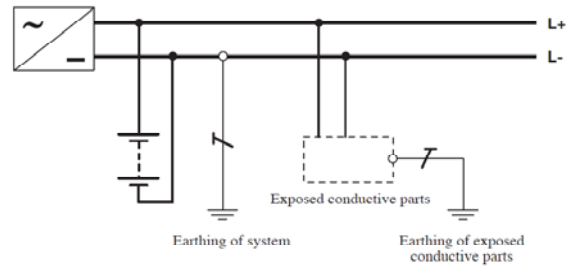
대부분의 사고는 일시적이지만, 장비 고장 등으로 인한 일부의 사고는 지속적으로 나타날 수 있다. 때때로, 사고 전류의 크기는 사고의 진행 과정에서 변하기도 하기 때문에 사고 지속 시간은 사고 특성 혹은 전력 품질에 많은 영향을 미친다. 또한 접지 방식에 따라 사고 전류가 다르게 나타나며 다양한 사고 임피던스가 존재한다. 도체 접촉과 같은 고정 사고, 아크 길이에 따라 임피던스가 변하는 아크 사고, 특정 임피던스 사고

등이 있으며, 특히 고저항 사고의 경우 사고 전류의 크기가 크지 않아, 특별한 보호 전략이 필요하다.

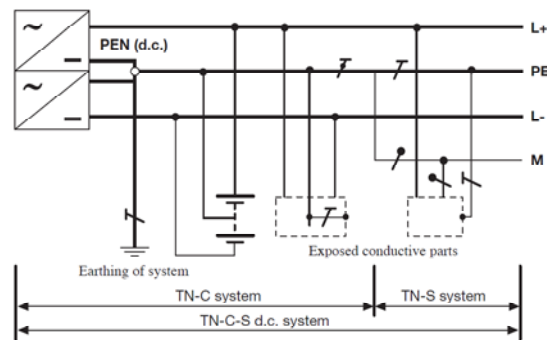
시스템의 사고 특성을 분석하기에 앞서 해당 시스템의 접지 방식이 정의되어야 하며 국제 표준 IEC60346 에서 정의한 직류 배전 시스템의 접지 방식의 특징에 대해 간단히 살펴본다. 직류 배전에서는 전원의 접지방식과 수용가의 노출 도전부의 접지 방식에 따라 그림 5.26과 같이 기본 3종류로 구성되어 있다[101].

- TT 시스템: 시스템의 한 극 혹은 중성점과 노출 도전부가 독립된 접지에 연결되는 방식
- TN 시스템: 시스템의 한 극 혹은 중성점이 노출 도전부와 같은 접지부에 연결되는 방식
- IT 시스템: 시스템은 접지하지 않거나 고저항을 통해 접지하며 노출 도전부만 접지하는 방식

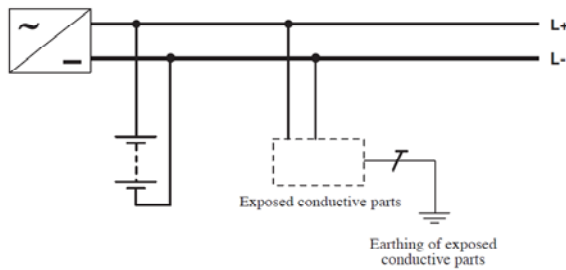
TT 시스템은 접지가 독립되어 있어 누설전류의 보호 및 차단에 유리하며, TN 시스템의 경우 저저항 지락사고 검출에 용이하며, 이 방법은 접지극과 보호 도체의 분리 연구에 따라 세 가지의 유형으로 나뉜다. IT 시스템은 접지가 어려운 조건에서 널리 사용되는 방법으로 지락 사고 발생 시 작은 크기의 전류와 전압 변동을 가져온다. 따라서 한 개의 사고가 발생했을 때에는 시스템의 안정적인 운영을 보장한다. 그러나, 극-접지 간 전압 변동의 우려가 있으며 작은 지락사고 전류로 인



(a) TT 시스템



(b) TN 시스템



(c) IT 시스템

그림 5.26 직류 배전 시스템의 기본 접지 방식[101].

Fig. 5.26 Ground connection of a DC distribution system [101].

해 사고 감지가 어렵다는 단점을 갖고 있다. 이를 해결하기 위해 부하의 선간 임피던스를 증가시키는 방법이 있다. 이러한 조건들을 종합하면

직류 배전 시스템의 접지 방법으로 TN-S 시스템과 IT 시스템이 적합하며[23], 본 연구에서는 IT 시스템 접지 방법을 사용하였다.

그림 5.27은 IT 시스템에서 발생할 수 있는 사고의 종류를 나타내며 그 특징은 아래와 같다.

- Fault A: 두 극 간의 단락 전류는 최대 전압 U 에 의해 결정됨
- Fault B, C: 순환 경로가 형성되지 않으므로 시스템은 정상 동작함
- Fault B+C: 두 개의 사고가 동시에 발생할 경우 단락 전류가 발생하며 따라서 이차 사고가 발생하기 전 사고를 감지하는 기술이 필요함

본 논문에서는 위험도가 가장 큰 Fault A의 저저항 임피던스 사고 혹은 단락 사고에 대해 분석한다.

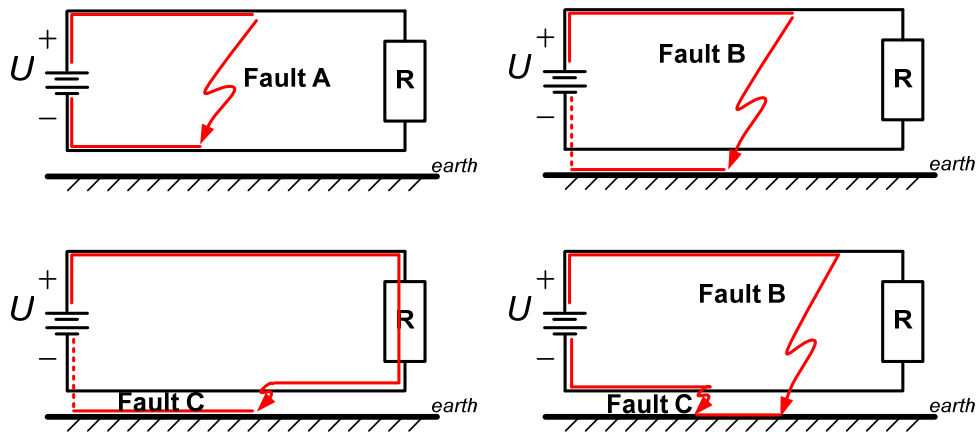


그림 5.27 IT 시스템의 사고 종류.

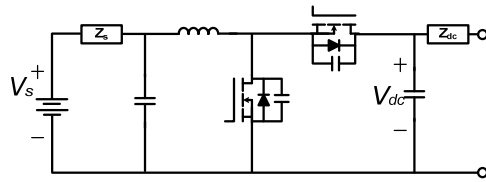
Fig. 5.27 Different faults of IT system.

5.2.2 단락 사고의 특징

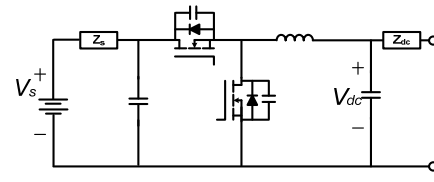
직류 배전 시스템의 특징 중 하나는 전력전자 기술 기반의 컨버터를 사용하여 전력원이 연결되는 것이다. 전기적으로 분리된 컨버터는 단락 사고를 완벽히 분리할 수 있다. 일반적인 컨버터의 경우 수 kHz 이상의 빠른 스위칭 주파수를 갖고 있어 단락사고 시에도 빠르게 사고 전류를 제한할 수 있다는 장점을 갖는다고 알려져 있다. 하지만 사고의 위치나 토폴로지, 시스템의 구조 등에 따라 그 기능이 제한될 수 있으며 따라서 그러한 기준이 어떻게 정해지는지 살펴보고 사고의 특성에 대해 분석한다.

그림 5.28(a), (b), (c)는 V_{dc} 가 V_s 보다 높은 일반적인 승압형 구조의 배전 시스템을 나타낸 것이다. 이 경우 그림 5.28(b)와 같이 전원 쪽의 단락 사고는 그 영향이 직류 배전 시스템까지 미치지 않는 반면 그림 5.28(c)의 배전 시스템 쪽의 단락사고는 스위치의 역병렬 다이오드로 인해 환류로가 형성되어 단락 전류가 유입될 수 있음을 의미한다. 그림 5.28(d), (e), (f)의 경우는 기본적인 강압형 구조로 그림 5.28(e)와 같이 전원 쪽의 단락사고는 역병렬 다이오드로 인해 환류로가 형성되어 배전 시스템으로부터 단락 전류가 유입될 수 있다. 반면 그림 5.28(f)의 경우 배전 시스템의 단락사고는 다른 전원 단에 영향을 미치지 않는다는 것을 알 수 있다.

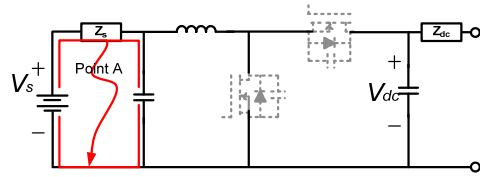
위 내용을 종합하면, 배전 시스템의 버스 전압과 전원단 전압의 크기, 그리고 토폴로지에 따라 환류로 결정 여부가 결정되며, 이로 인해 사고의 영향이 달라짐을 알 수 있다. 모든 조건에서 단락 전류의 유입을 줄이기 위해 컨버터를 그림 5.29와 같이 2단 구조 혹은 변압기가 포함된 절연



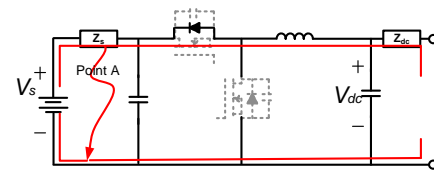
(a) 승압형 기본 구조



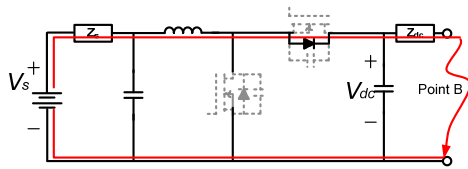
(b) 강압형 기본 구조



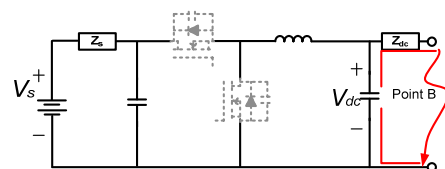
(c) 승압형 Point A 사고



(d) 강압형 Point A 사고



(e) 승압형 Point B 사고



(f) 강압형 Point B 사고

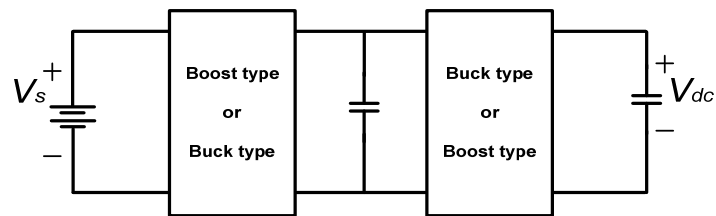
그림 5.28 일반적인 승강압형 배전 구조의 단락사고.

Fig. 5.28 Short-circuit fault on typical step-up/step-down configuration.

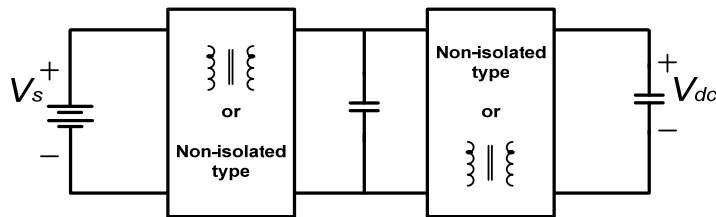
타입으로 구성할 수도 있지만 이 경우 복잡도 증가와 효율 저감 문제가 발생할 수 있기 때문에 본 논문에서는 우선적으로 단일 구조에 대해서만 분석하였다.

사고 발생 시 이를 감지하고, 그 영향을 줄이기 위해 사고를 차단하는 일은 매우 중요하다. 따라서 직류 배전 시스템의 경우 그림 5.30과 같은 보호 장치가 적용될 수 있다. 개별 전원단의 P1은 주로 전원에서 직류 배전 시스템으로 사고 전류가 유입되는 것을 막아 주며 P2는 배전시스템

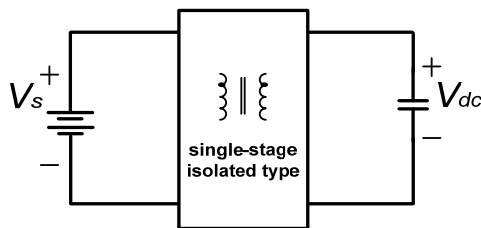
내의 여러 부하군이나 더 높은 전압의 전원으로부터 사고 전류 유입을 저지하는 역할을 한다. 보호 장치의 역할을 위해 퓨즈, 차단기, 컨버터 등이 사용될 수 있으며 각각 다른 동특성을 갖기 때문에 차단 목적에 부합되도록 선택하여 사용하여야 한다. 그 중 컨버터의 경우 전원 측 사고 시 단락 전류의 유입을 가장 빠르게 차단할 수 있어 시스템이나 각종 장비의 보호기능 향상이 가능하다 [23].



(a) 비절연 타입의 2단 구조



(b) 절연 타입의 2단 구조



(c) 절연 타입의 1단 구조

그림 5.29 사고 전류 차단이 가능한 컨버터 구조.

Fig. 5.29 Converter topologies for fault current protection.

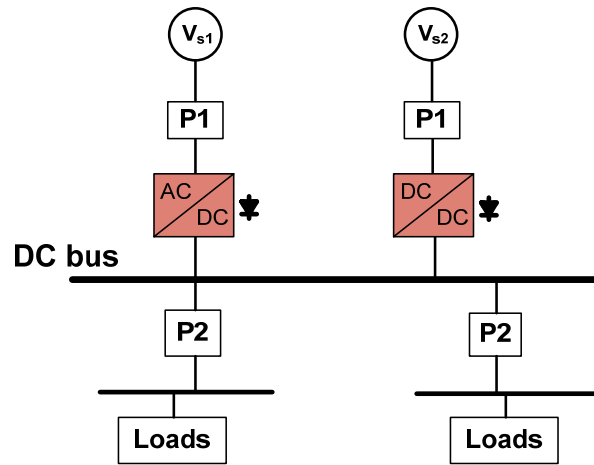


그림 5.30 보호 장치를 포함한 직류 배전 시스템 구조.
 Fig. 5.30 DC distribution system including protection devices.

5.2.3 모의 실험 결과

사고 상황에서 직류 배전 시스템이 어떻게 동작하는지 확인하기 위해 그림 5.31과 같은 단락 사고를 분류하고 모의 실험을 수행하였다. 사고 F1, F2, F3 는 전원 공급단 쪽에서 발생하는 단락사고이며, 이로 인해 전원이 컨버터와 분리된다고 가정하였다. F4는 직류 배전 시스템의 직류 버스 혹은 이에 연결된 직류 부하의 단락 사고를 의미한다. 모의실험에서 모든 단락 임피던스는 1Ω 으로 동일하게 적용하였다.

그림 5.32는 F1사고의 경우 태양광 패널의 전압/전류, 그리고 컨버터의 입력 전압을 보여준다. 0.2초 시점에서 단락사고가 발생하며 20ms 후에 P1에 의해 태양광 패널과 컨버터가 분리 (trip) 되는 경우이다. P1에 의해 분리되기 전까지는 태양광 패널 전압에 의해 컨버터의 입력 전압이 유지되며 분리 후 컨버터 입력 전압이 서서히 감소하며 직류 배전으로의 전력 공급도 중지된다. 그림에서 알 수 있듯이 태양광 패널의 단락사고 시 단락 전류는 패널의 특성에 영향을 받는다. MPPT 알고리즘 중 정저항 제어[102]와 유사한 동작을 하게 되며 따라서 단락 임피던스와

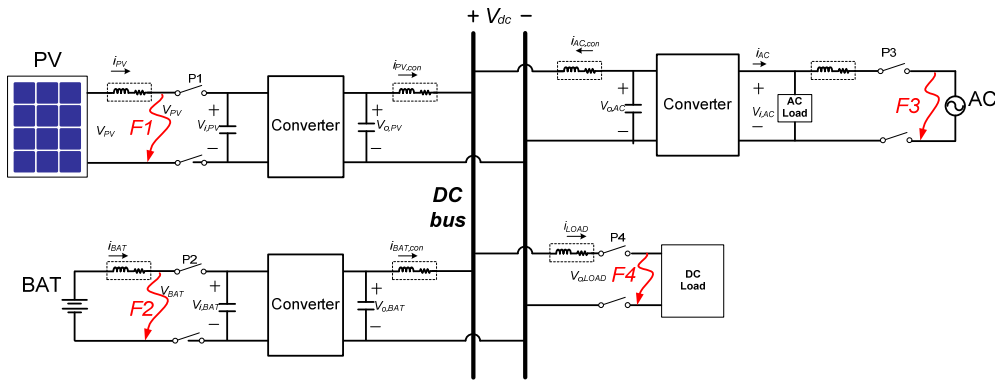


그림 5.31 직류 배전 시스템의 단락 사고.

Fig. 5.31 Short-circuit fault of DC distribution system.

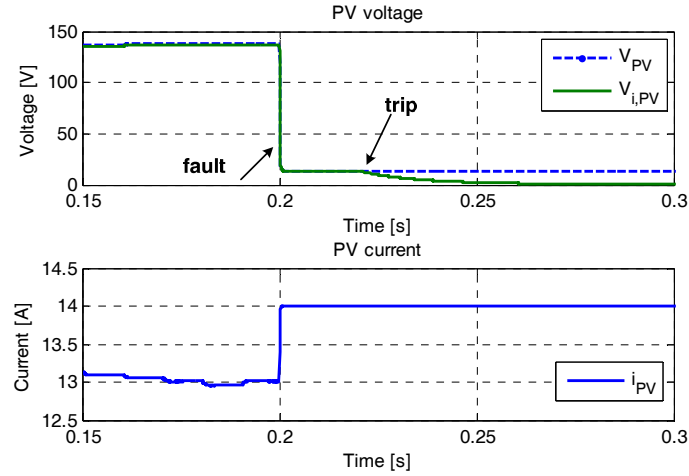


그림 5.32 F1 사고 시 태양광 패널 전압, 전류.

Fig. 5.32 Voltage and current of PV panel during F1 fault.

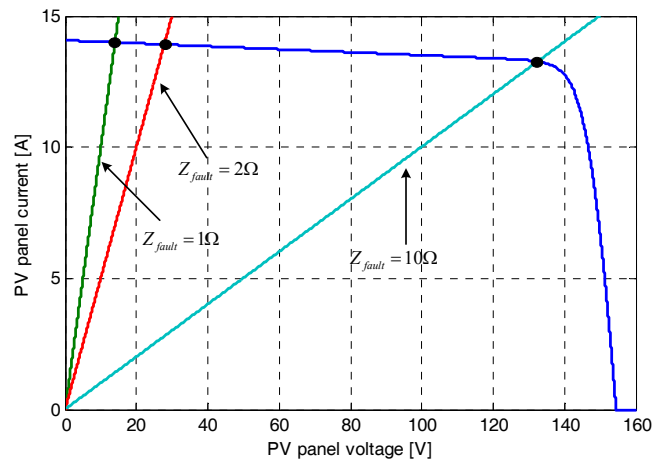


그림 5.33 사고 임피던스와 태양광 패널의 특성 곡선.

Fig. 5.33 Fault impedance and PV panel characteristic curve.

컨버터 입력 임피던스 그리고 각종 기생성분에 의해 태양광 패널의 전압, 전류가 결정된다. 단락 임피던스가 입력 임피던스 보다 훨씬 작을 경우 태양광 패널의 정저항 특성은 단락 임피던스에 의해 결정된다고 가정할

수 있으며 그림 5.33은 이러한 특성을 잘 설명해 준다. 단락 임피던스가 커질수록 기울기가 감소하며 그에 해당하는 단락전압, 단락전류, 그리고 출력전력이 결정된다.

그림 5.34는 사고 시 전체 컨버터의 전압, 전류를 보여주며 그림에서 알 수 있듯이 PV 컨버터는 사고가 나기 이전 MPPT 제어를 통해 최대 출력을 생산하고 있으며 나머지 정상 컨버터는 드롭 특성에 의해 전류가 분배되는 것을 확인할 수 있다. 사고가 난 직후 PV 컨버터로부터 주입되는 전력은 급격히 감소하게 되며 따라서 직류 버스의 전압이 감소하지만 배터리 컨버터와 계통 연계 컨버터가 전력을 공급하면서 드롭 특성에 의해 새로운 버스 전압을 형성하게 됨을 알 수 있다. 즉, 전원의 사고에도 불구하고 직류 버스는 정상 범위 내에서 안정적으로 유지된다.

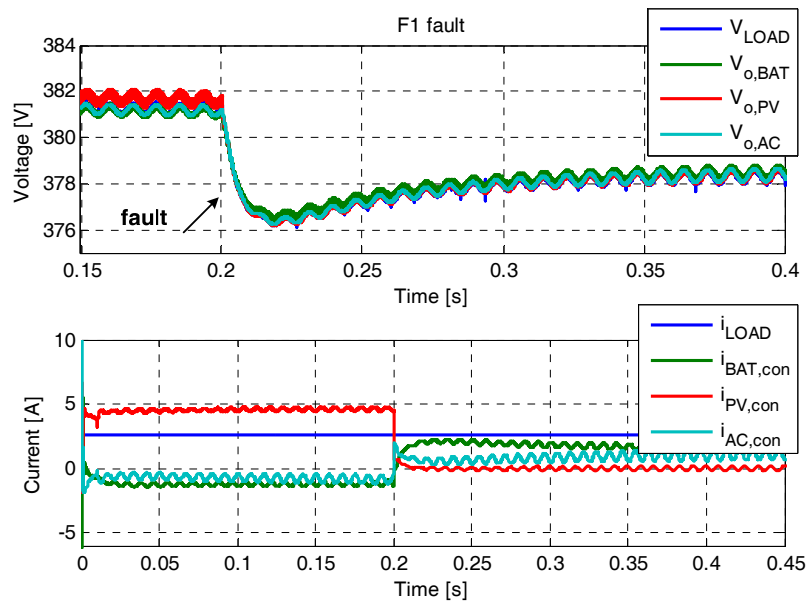


그림 5.34 F1 사고 시 컨버터의 출력 전압 및 전류.

Fig. 5.34 Voltage and current of converters during F1 fault.

F2, F3 사고에 대해서도 동일한 실험을 수행하였으며 이러한 전원들에 대한 단락 전류 특성은 [103]에 자세히 설명되어 있다. 배터리나 계통과 같이 강한 전압원 (V_S)일 경우 단락 전류 (I_{SC})는 정상상태에서 식(5.15)와 같이 표현되며 전류를 공급할 수 있는 한 컨버터 입력 전압은 유지되지만 배터리 보호와 추가 사고방지를 위해 전원을 재빨리 분리해야 한다. 그림 5.35와 그림 5.36은 0.2초 시점에서 F2사고가 발생하고 20ms 후에 전원과 컨버터가 분리(trip)된 경우의 전압, 전류 파형을 보여준다. 사고 직후에도 전력을 공급받고 있다가 P2에 의해 전원이 분리된 후 직류 버스 전압에 영향을 미치게 된다. 그림 5.35에서 배터리가 분리된 후에도 태양광 컨버터는 최대 전력을 생산하며 태양광 패널로부터 발전되고 남은 전력은 자연스럽게 계통으로 전달되는 것을 확인할 수 있다. 이 때는 계통의 드롭 특성과 출입 전류에 따라 직류 버스 전압이 안정적으로 유지된다.

$$I_{SC} = \frac{V_S}{Z_{fault}} \quad (5.15)$$

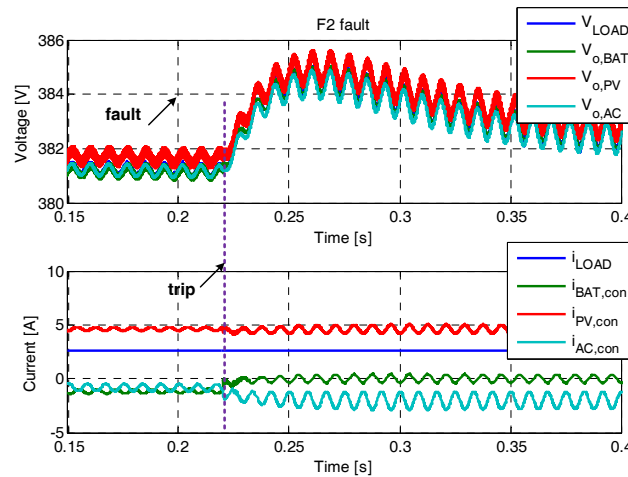


그림 5.35 F2 사고 시 컨버터의 출력 전압 및 전류.

Fig. 5.35 Voltage and current of converters during F2 fault.

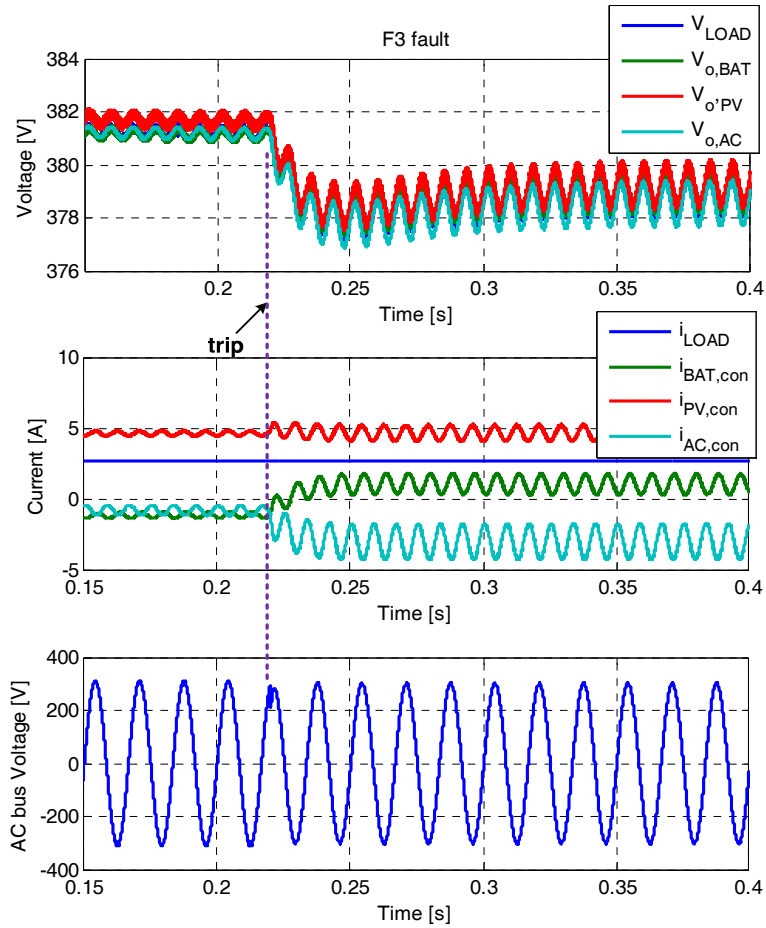


그림 5.36 F3 사고 시 컨버터의 출력 전압 및 전류.

Fig. 5.36 Voltage and current of converters during F3 fault.

F3 사고에 해당하는 그림 5.36의 경우 계통 분리와 동시에 독립운전으로 모드 전환한다고 가정하였으며, 직류 부하와 교류 부하에 전력을 공급하기 위해 태양광 발전은 MPPT 제어를 통해 최대 전력으로 발전하며 모자란 전력은 배터리 방전을 통해 공급된다. 따라서 이

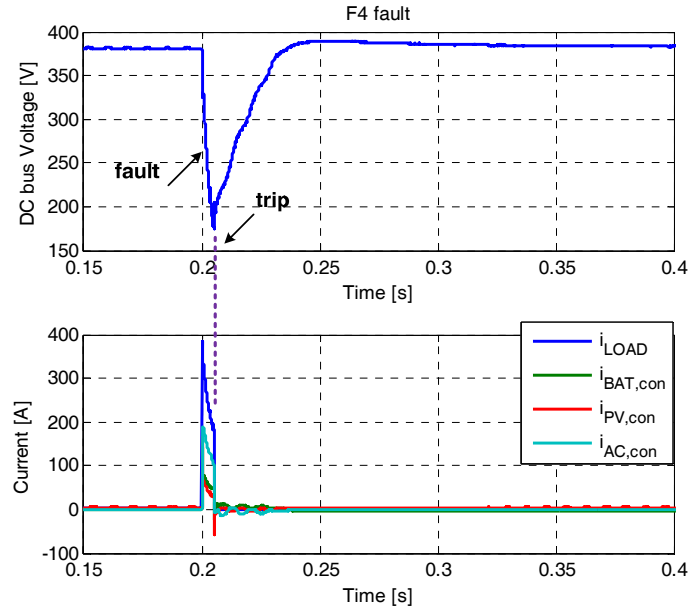


그림 5.37 F4 사고 시 컨버터의 출력 전압 및 전류.

Fig. 5.37 Voltage and current of converters during F4 fault.

때 직류 버스의 전압은 배터리 컨버터의 V-I 특성에 의해 결정되고, 큰 변동없이 정상동작 범위 내에 안정적으로 유지되는 것을 확인할 수 있다. 교류 버스의 경우 계통 분리 시점에서 모드 변환으로 인해 잠시 동안 파형의 왜곡이 발생하지만 이 후 안정적으로 교류 전압을 유지하고 있음을 보여준다.

F4 사고의 경우 앞의 F1, F2, F3가 전원 측에서 사고가 발생했던 것과 달리 직류 배전 단에서 발생하는 단락사고를 의미한다. 승압형 구조일 경우 컨버터에 의한 전류 제한이 어려우며, 환류로를 통하여 전원이 공급할 수 있는 최대 전류를 흘리게 된다. 이 전류가 반도체 스위치 소자의 정격 보다 클 경우 컨버터에 피해를 주게 된다. 전류를 제한할 수

없기 때문에 직류 버스는 사고 분리(trip) 시간에 치명적인 영향을 받는다. 그림 5.37은 컨버터의 직류 배전단에서 단락사고 시 컨버터의 고장이 없다는 가정 하에 복구되는 과정을 보여준다. F4 사고 발생 후 직류 버스 전압이 급격히 감소하다가 사고가 분리되고 5ms 후 전압이 회복되고 있는 것을 알 수 있다. 그림에서 알 수 있듯이 사고 분리(trip) 시간이 직류 버스의 전압에 큰 영향을 미치며, 따라서 피해를 최소화하고 전력 품질 향상을 위해 고속의 차단 장치가 요구된다. 실제로는 단락사고 시 전원이 분리되고 버스 전압을 유지할 수 없는 상태가 될 수도 있지만 이 경우 그림 5.29에서 제시한 컨버터의 구성을 통해 빠르게 전류를 제한할 경우 그 피해를 줄일 수 있다.

지금까지 직류 배전시스템의 각종 단락 사고에 대해 간단한 분석이 수행되었으며 구조 및 토폴로지에 따라 사고의 영향이 다르게 나타나는 것을 알 수 있었다. 또한 제안한 방법을 통해 개별 컨버터의 독립적인 드롭 제어를 통해 갑작스런 정전이나 사고 상황에서도 제한 범위 내로 안정적인 버스 전압을 유지할 수 있었으며, 즉 전력 품질 측면에서 신뢰성이 매우 향상되는 것을 확인하였다. 단, 배전 시스템의 구조와 전압 레벨 등에 따라 적절한 보호장치의 사용이 필수적이다.

제 6 장 실험 및 결과

6.1 실험 세트 구성

본 장에서는 다중 전원이 연계된 직류 배전 시스템 제어 전략의 타당성 검증을 위해 하드웨어 실험 세트를 구축하고 다양한 실험을 통해 신뢰성 높고 안정적인 동작을 확인한다. 그림 6.1은 시스템의 구성과 전력 흐름을 보여주며, 그림에 보이는 것처럼 태양광 발전 시스템, 계통 연계 시스템, 그리고 에너지 저장 시스템이 직류 버스에서 병렬 연결된다. 직류 부하와 교류 부하가 각 버스에 연결되며 각 구성요소로 사용된 장치는 표 6.1과 같이 정리 하였다.

실험 세트의 구성 중 에너지 저장장치를 포함한 전원은 3가지 종류로 이루어져 있다. 상용 교류 전원은 1 kW급 양방향 H-bridge 컨버터로, 태양광 발전 장치는 2 kW 부스트 컨버터로 직류 배전 시스템에

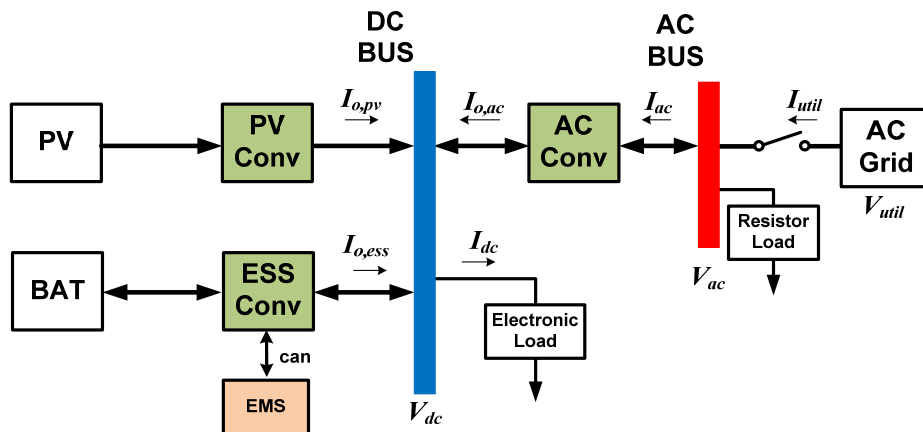


그림 6.1 실험 세트 구성.

Fig. 6.1 Configuration of the experimental setup.

연결되어 있다. 또한, 에너지 저장장치로써 공칭전압 200 V를 갖는 6.5 kWh의 Li-polymer 배터리가 양방향 벡-부스트 컨버터를 통해 배전 시스템과 연계된다. 부하 전력을 모델하기 위해 108 Ω 저항을 사용하여 교류 버스에 연결하였으며 직류 버스에 전자식 부하를 사용하여 부하 변동 실험을 수행한다. 이는 인버터를 사용하는 산업용 기기나 조명 부하를 모의하기 위함이며 안정도 측면에서 접근했을 때, 비선형인 정전력 부하에서 최악 조건이 발생하기에 이를 만족할 경우 다른 조건에서도 안정도를 보장할 수 있기 때문이다. 개별 컨버터의 제어기는

표 6.1 실험 세트 장비 구성

Table 6.1 Device specifications of the experimental setup

	품명	정격
PV (Emulated PA panel)	TerraSAS / BOB Enterprise	OCV 150 V / SCC 14 A Max. power: 1800 W
BATTERY	KBM216P / Kokam	4.2 V - 2.7 V, 31 Ah Li-polymer cell 56S1P (56직렬, 1병렬) Charge/Discharge power 6 kW(continuous)
PV 컨버터	2병렬 부스트 컨버터	최대 전력 2 kW $L=1\text{ mH}$, $f_{sw}=50\text{ kHz}$
ESS 컨버터	2병렬 양방향 벡- 부스트 컨버터	최대 전력 2 kW $L=1\text{ mH}$, $f_{sw}=50\text{ kHz}$
AC 컨버터	양방향 단상 H-bridge컨버터	최대 전력 1 kW $L=3.3\text{ mH}$, $f_{sw}=18\text{ kHz}$
Electronic Load	3361F / Prodigit	0 – 500 V, 0 – 40 A Max. 1200 W
Resistor Load	정저항	108 Ω

TI사의 TMS320F28335를 이용하여 디지털로 구성되었으며 can 통신을 이용하여 정보를 주고 받을 수 있다. EMS를 위한 상위 제어기는 별도의 PC에서 구현되며 can 통신을 통하여 ESS 컨버터에 EMS 스케줄링 지령을 전달한다. SOC의 추정에는 기본적인 coulomb-counting 방법을 사용하였으며, 누적오차 저감 등 추정 성능을 향상시키기 위해 향후 다양한 알고리즘[104]의 추가 적용이 가능하다. 실험 세트는 그림 6.2와 같이 구축되었으며, 개별 컨버터의 연결로 구성된 직류 버스는 380 ± 20 V를 유지하도록 한다.

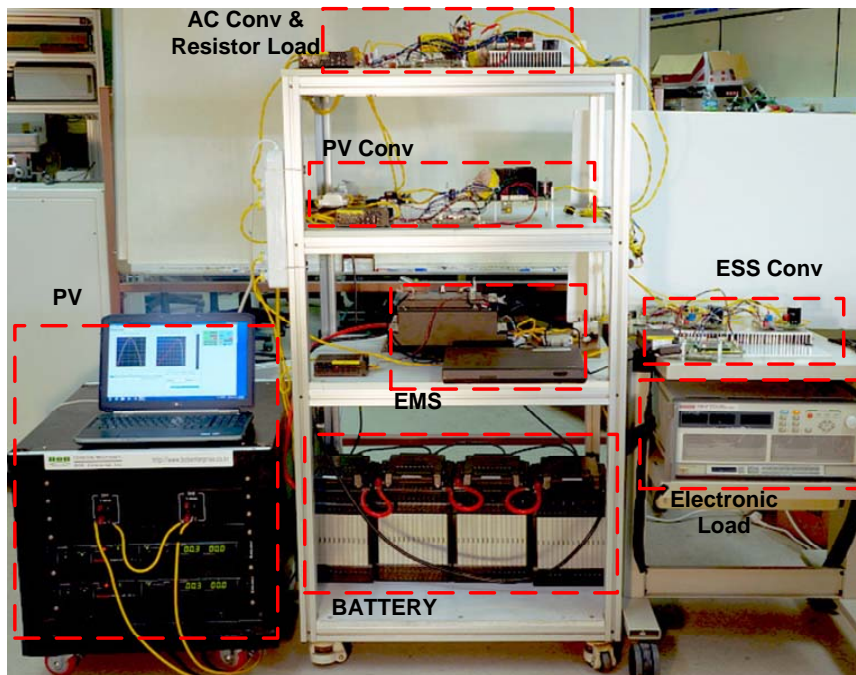


그림 6.2 실험 세트 사진
Fig. 6.2 Photo of the experimental setup.

6.2 개별 모듈 동작 실험

본 절에서는 직류 배전 시스템의 통합 실험에 앞서 시스템의 핵심요소인 개별 컨버터의 기본 동작을 확인한다.

6.2.1 PV 컨버터 모듈 실험

PV 컨버터는 직류 버스의 전압 조건에 따라 두 가지 모드로 동작될 수 있으며, 각 모드 별 동작을 확인한다. 태양광 최대 발전량은 패널의 표면온도와 일사강도에 주로 영향을 받는다. 따라서 이러한 변동에도 MPPT 제어가 제대로 동작하는지 우선적으로 검증한다. 그림 6.3은 기상 조건에 따른 V-I 특성 곡선을 나타낸 것으로 A, B 두 조건에서 MPPT가 제대로 동작하는지 확인한다.

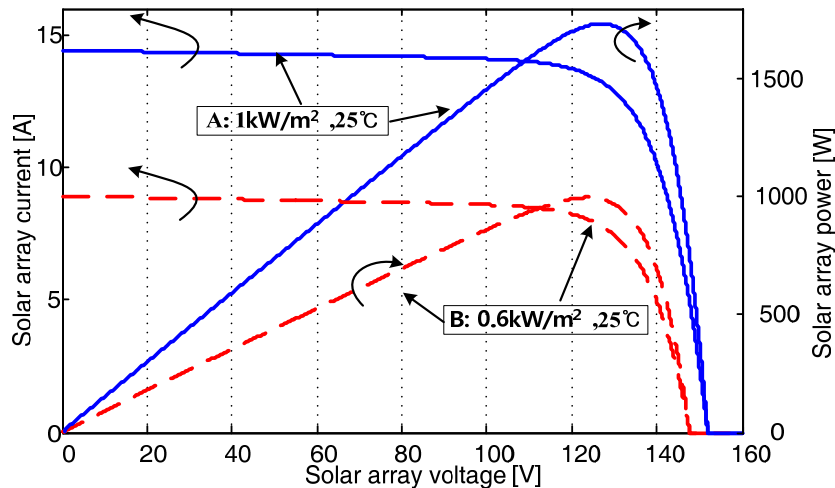


그림 6.3 기상 조건에 따른 태양광 패널의 V-I 특성 곡선

Fig. 6.3 V-I curve of PV panel according to meteorological conditions

그림 6.4는 컨버터가 MPPT 모드로 동작하는 경우 각 조건에서의 전압, 전류를 도시한 것이다. 그림 6.4(a)의 경우 A조건에서 MPPT 동작 시 전압 전류 파형을 나타내며, 입력전압 제어를 통해 태양광 패널의 전압, V_{pv} 을 123 V 정도로 유지함으로써, 최대 전력 1750 W를 생산하고 있음을 확인할 수 있다. 또한 각 인덕터 전류 I_{L1} , I_{L2} 와 감소된 입력 전류, I_{pv} 리플을 통해 병렬 인터리빙 모듈 컨버터의 장점을 확인할 수 있었다. 그림 6.4(b)는 B조건에서의 MPPT 동작 파형을 보여주며, 1000 W를 생산함으로써 MPPT 제어 동작이 잘 이루어 지고 있음을 확인할 수 있다.

실제 동작에서 일사 강도와 표면 온도는 수시로 바뀔 수 있으며 일사 강도가 바뀌는 상황에서도 MPPT 제어가 잘 동작하는지 확인하기 위해 그림 6.5(a)와 같이 일사강도가 변하는 동안의 패널의 전압, 전류 파형과 전력을 그림 6.5(b)에 나타내었다. MPPT 입력 전압 지령은 5ms 마다 업데이트 되도록 한 경우이며, 그림 6.5(b)에서 알 수 있듯이 실시간으로 조건에 맞는 최대 출력을 생산하고 있음을 확인할 수 있다.

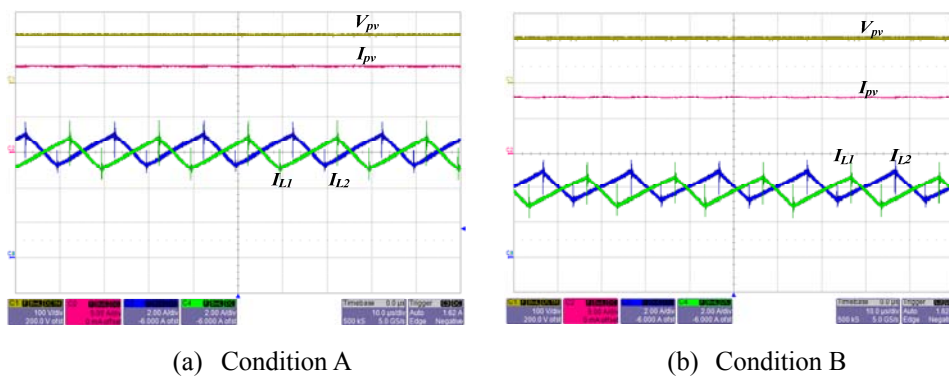
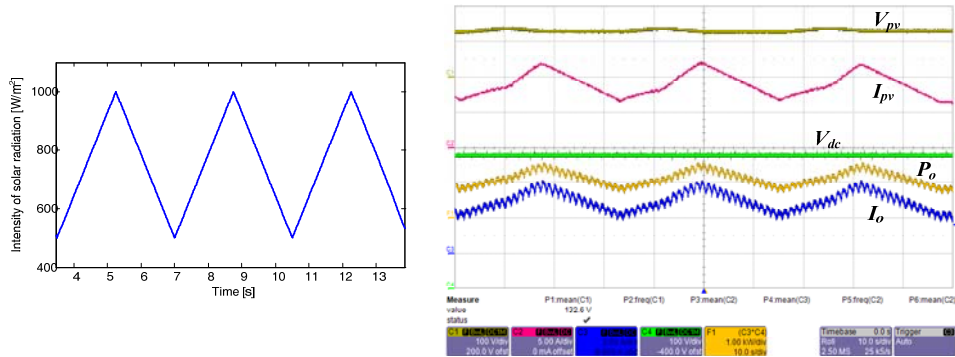


그림 6.4 MPPT 제어 시 전압, 전류 파형.

Fig. 6.4 Voltage and current waveforms on MPPT mode.



(a) 일사강도 변화

(b) 전압, 전류 파형

그림 6.5 MPPT 제어 시 일사강도 변화에 따른 전압, 전류 파형.

Fig. 6.5 Voltage and current waveforms on MPPT mode according to solar intensity.

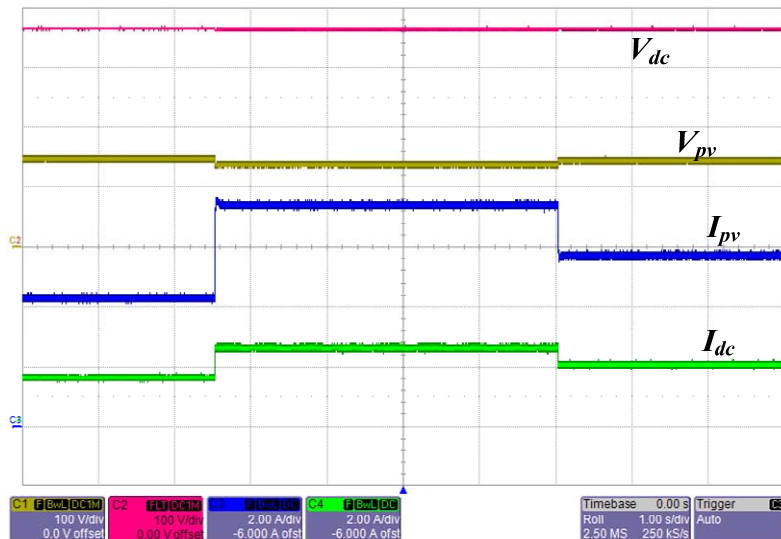


그림 6.6 Off-MPPT 제어 시 부하 변동에 따른 동작 파형

(Load step change: 600W → 1kW → 800W).

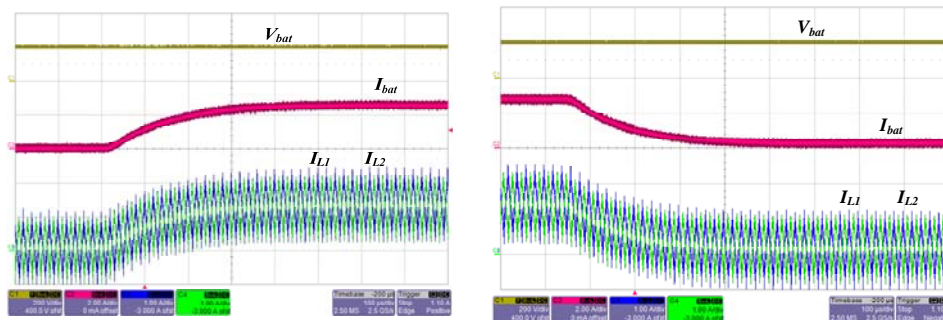
Fig. 6.6 Voltage and current waveforms on off-MPPT according to load step change.

다음은 off-MPPT 제어 동작을 살펴본다. Off-MPPT 모드는 앞서 설명한대로 태양광 패널에서 생산한 전력이 요구되는 부하전력 보다 많고,

남은 전력을 전달할 곳이 없을 경우에 전환하게 된다. 개별 실험을 위해 컨버터가 항상 off-MPPT로 동작하도록 설정한 후 380V 정전압을 제어하는 실험을 수행하였다. 그림 6.6은 기상 조건이 B인 조건에서 부하에 따른 전압, 전류 파형을 도시한 것으로 부하가 600 W에서 1 kW 다시 800 W로 급격히 변동 할 때의 실험 결과를 나타낸다. 그림에서 알 수 있듯이 부하의 급격한 변동에도 불구하고 off-MPPT를 통하여 안정적인 버스 전압을 유지한다.

6.2.2 ESS 컨버터 모듈 실험

ESS 컨버터는 기본적으로 직류 버스 전압 제어를 하며 다른 전원과 함께 전력 분배를 통해 에너지 스케줄링이 가능하다. 개별 모듈 동작에서는 직류 버스 전압을 함께 제어해 줄 전원이 없기 때문에 스케줄링이 원하는 대로 동작하지 않을 수 있다. 그러므로 개별 모듈 실험에서는 충방전과 자율 제어 모드와 기본 동작 대해서만 살펴보고 전체 동작은 통합 시스템에서 확인한다.



(a) discharging (0.1A → 3A)

(b) discharging (3A → 0.1A)

그림 6.7 배터리 방전 전류 지령치에 대한 제어 응답 실험 결과.

Fig. 6.7 Experimental results of battery discharging current reference tracking.

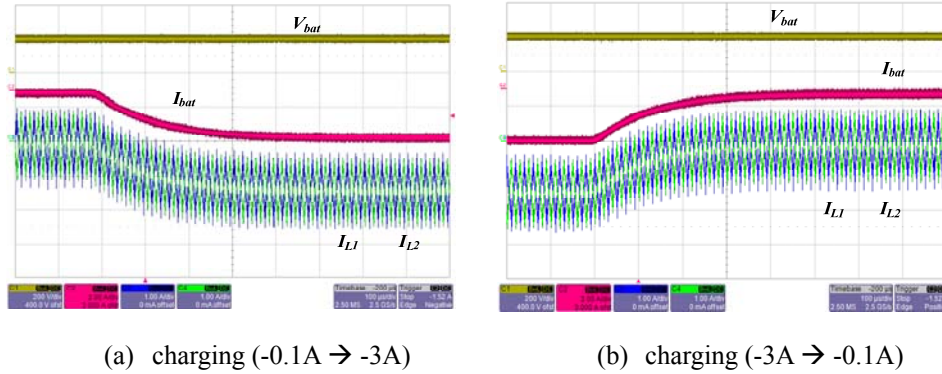


그림 6.8 배터리 충전 전류 지령치에 대한 제어 응답 실험 결과.

Fig. 6.8 Experimental results of battery charging current reference tracking.

ESS 컨버터는 양방향 전력 전달이 가능하며 이를 확인하기 위해 충방전 전류 지령에 대한 실험 결과를 그림 6.7과 그림 6.8에 나타내었다. 각 상의 인덕터 전류는 균형적으로 분배된 채로 지령치를 빠르게 추종하고 있음을 확인할 수 있다. 또한 인터리빙 기법을 통해 배터리 충방전 전류의 맥동을 줄일 수 있었으며 이는 안정적인 배터리 운용에 도움이 된다. 그림 6.9는 자율 제어 모드로 동작하는 경우 부하 변동에 따른 전압, 전류 파형을 나타낸 것으로, 배터리 SOC 가 0.53 ($V_{bat}=208V$)인 경우에 해당한다. 드롭 계인에 따라 해당 전압을 안정적으로 제어하고 있다. 그림 6.9(b)는 부하 전류(i_{dc})가 0.1 A에서 2.25 A로 급변할 때의 출력 전압을 확대한 파형을 나타내며 드롭 계인에 의한 전압 변동 3.3 V를 포함하여 전체 최대 출력 전압 변동은 5 V가 된다. 그림 6.9(c)의 경우 부하 전류가 2.25 A에서 1 A로 감소할 때의 출력 전압을 도시한 것으로 앞의 결과와 마찬가지로 드롭 계인에 의한 전압 강하를 포함하여 제한 범위 내에서 직류 버스 전압이 안정적으로 유지되고 있음을 보여준다.

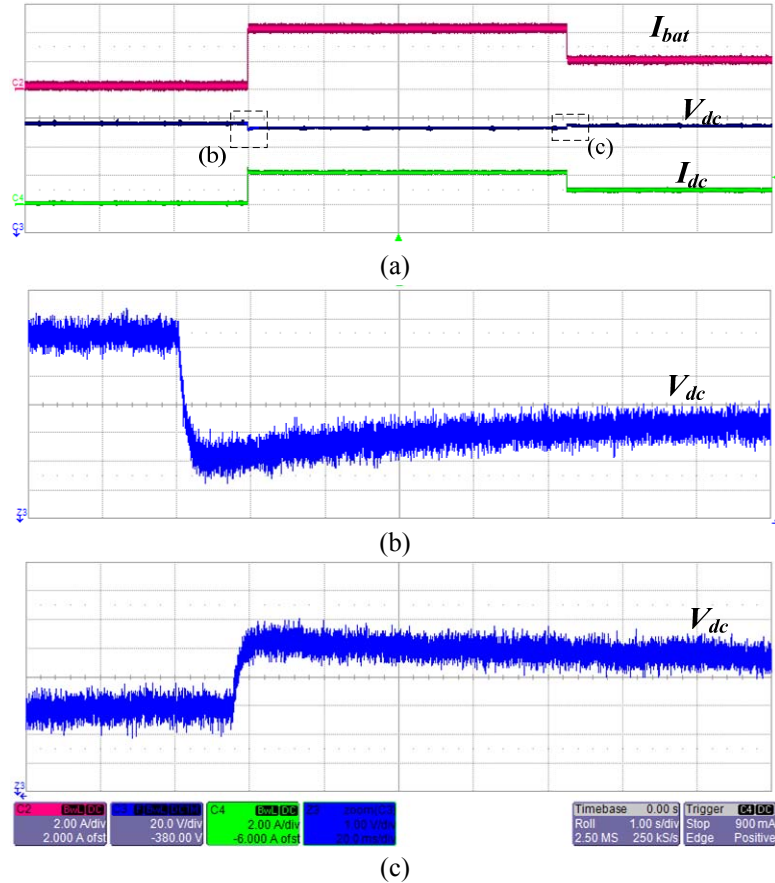


그림 6.9 자율 제어 모드의 부하 변동 실험 결과(I_{dc} : 0.1A \rightarrow 2.25A \rightarrow 1A).

Fig. 6.9 Experimental results of load step change on autonomous control mode.

6.2.3 AC 컨버터 모듈 실험

AC 컨버터는 계통 연결 여부에 따라 동작 모드가 나뉘며 우선 개별 모드의 동작을 실험하였다. 계통 연계 시 컨버터는 직류 전압 제어 모드로 동작하며 그림 6.10은 부하가 780 W일 때 정상상태에서의 동작 실험 결과를 나타낸다. 직류 버스 전압은 120 Hz 맥동을 갖고 안정적으로 제어되고 있으며, 입력 전류는 계통 전압의 위상을 잘 추종하고 있음을 확인할 수 있다. 그림 6.11은 컨버터가 직류 전압 제어 모드로 동작할 때,

부하전류 (I_{dc})의 급격한 변동에 대한 실험 결과를 나타내고 있다. 이 때 드롭 계인은 $K_d=3$ 으로 설계되었고 전압 오프셋 보상기는 포함되지 않은 경우이며, 그림 6.11(a)는 부하 전류가 0.5 A에서 2 A 그리고 다시 1 A 로 변할 때 이에 따라 직류 버스 전압이 안정적으로 제어되고 있음을 알 수 있다. 또한 그림 6.11(b), (c)는 그림 6.11(a)의 직류 버스 전압을 확대한 것으로 정상상태에서 드롭 계인에 의한 전압 강하가 반영되어 직류 전압이 유지되는 것을 확인할 수 있다.

3장에서 설명하였듯이 직류 버스 전압 레귤레이션 성능 향상을 위해 오프셋 보상루프가 추가 될 수 있으며, 그림 6.12는 오프셋 추가에 따른 비교 결과를 나타낸 것으로, 그림 6.11과 동일한 조건에서 실험했을 때, 보상루프에 의해 오프셋 전압이 더해져 느린 동특성을 갖고 직류 버스 전압이 380 V로 회복되는 것을 알 수 있다. 따라서 이는 전체 시스템 통합 시 전력 분배와 스케줄링 명령을 수행하면서 레귤레이션 성능을 향상시키는데 도움이 될 것으로 예상할 수 있다.

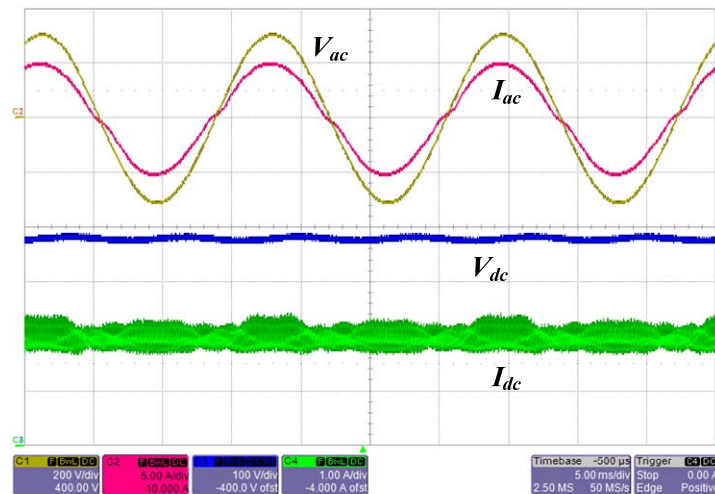


그림 6.10 직류 전압 제어 모드 동작 실험 결과.

Fig. 6.10 Experimental results of the DC bus voltage control mode.

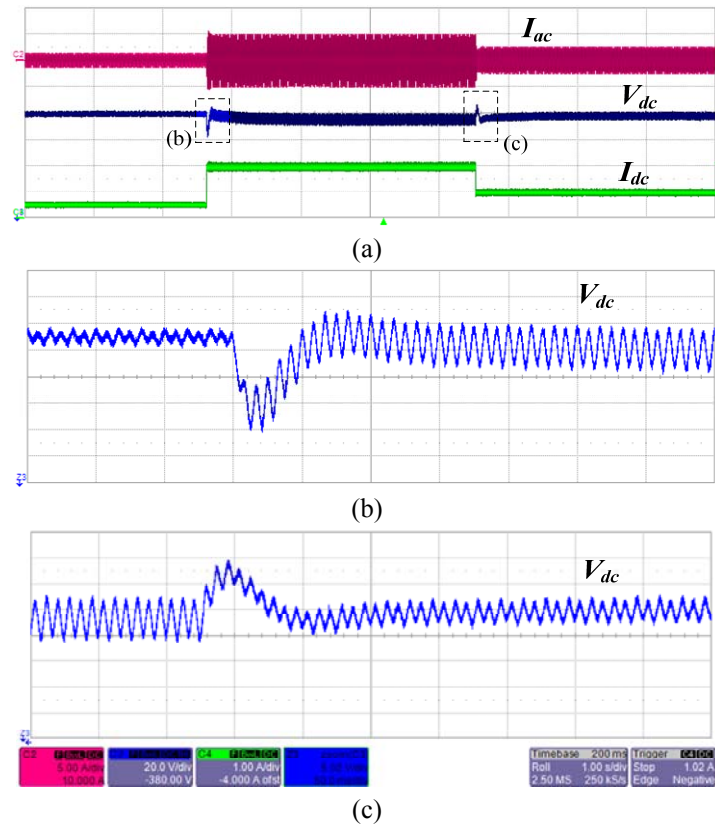


그림 6.11 직류 전압 제어 모드의 부하 변동 실험 결과($I_{dc} = 0.5A \rightarrow 2A \rightarrow 1A$).

Fig. 6.11 Experimental results of load step change on DC bus voltage control mode.

계통 분리 시 컨버터는 일반적인 교류의 독립운전과 동일한 방법으로 교류 버스에 연결된 부하에 전력을 공급하도록 하며, 이 때 필요한 전력은 직류 전원으로부터 공급된다. 이를 실험하기 위해 직류 버스에는 380 V의 임의 전압원을 연결하고 교류 버스에는 108 Ω 저항을 연결하였다. 그림 6.13은 실험 결과를 나타낸 것으로 교류부하에 전력을 공급하는 것과 더불어 220 Vrms의 안정적인 교류 전압원을 형성하는 것을 확인할 수 있다.

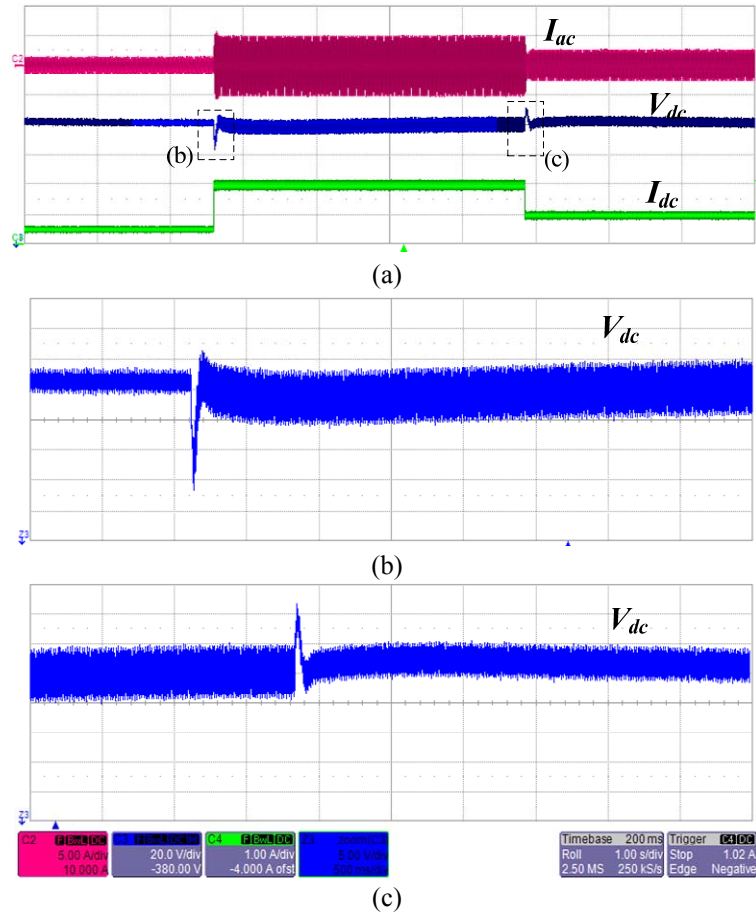


그림 6.12 오프셋 보상이 추가된 직류 전압 제어 모드의 부하 변동 실험 결과 (I_{dc} : 0.5A \rightarrow 2A \rightarrow 1A).

Fig. 6.12 Experimental results of load step change on DC bus voltage control mode with offset controller.

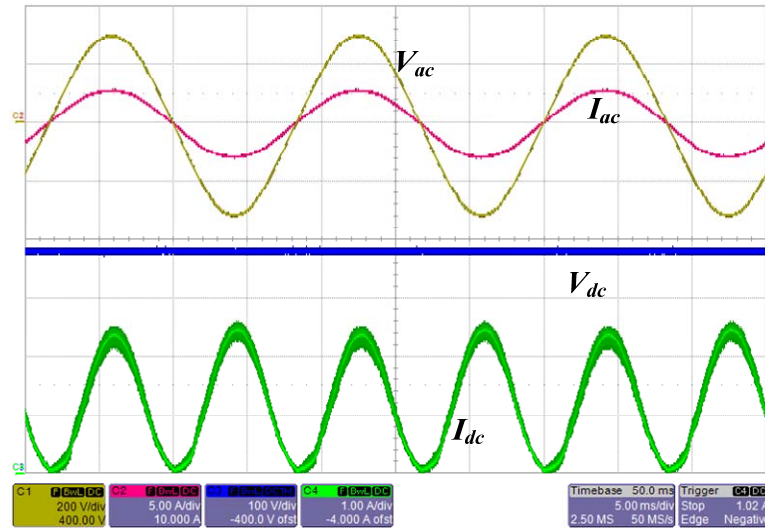


그림 6.13 교류 버스의 독립 운전 모드 동작 실험 결과.

Fig. 6.13 Experimental results of the stand alone mode for AC bus.

6.3 통합 시스템 동작 실험

6장에서 구성된 실험 세트는 컨버터나 전원의 상태에 따라 표 6.2와 같이 다양한 동작 모드가 존재할 수 있으며 가능한 시스템의 동작 상태는 그림 6.14와 같은 상태로 표현할 수 있다. 중앙 제어 방식의 경우 전원의 수가 증가하고 발생 가능한 상태가 많아질수록 복잡한 동작으로 인해 상위 제어기가 직접 개별 컨버터를 제어하는 데는 어려움이 있으나, 제안된 제어 방법은 그림 3.9의 규칙에 따라 자율적으로 동작하기 때문에 이러한 복잡도를 해결해주는 좋은 대안이 될 수 있다. 본 절에서는 통합 시스템에서의 동작 확인과 제안한 방법의 타당성 검증을 위해 모든 상태에 대한 실험을 실시하기 보다 여러 상태를 포함하는 대표적인 동작 모드를 선정하여 단일 모드에서의 동작과 모드 변경 시 과도응답에 대한 실험을 실시한다. PV 컨버터의 오프셋 전압은 395 V, 드롭 계인은 1.5이며, AC 컨버터와 ESS 컨버터의 오프셋 전압은 380 V, 드롭 계인은 3으로 설계되었다.

표 6.2 컨버터의 동작 모드

Table 6.2 Operational Modes of each converter

AC 컨버터		PV 컨버터		ESS 컨버터	
State	Control	State	Control	State	Control
1	V_{DC}	1	MPPT	1	Auto
2	V_{AC}	2	Off-MPPT	2	EMS
3	Failure	3	Failure	3	Failure

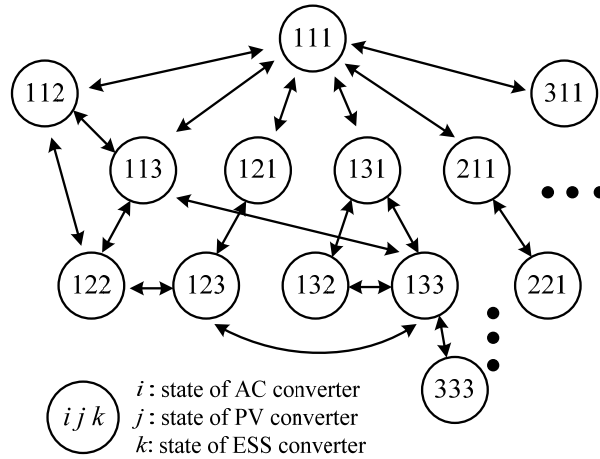


그림 6.14 시스템 동작 모드의 상태 천이도.

Fig. 6.14 State transition diagram of operational modes.

6.3.1 단일 모드 실험

(1) State 111 (normal mode)

State 111 은 가장 기본적인 동작 모드로 모든 전원과 컨버터가 정상인 상태로, ESS 컨버터는 상위 제어의 충방전 명령 없이 자율적으로 다른 전원과 함께 직류 배전 전압 제어를 하게 된다. 이 때, PV 컨버터는 MPPT 제어를 통해 최대 전력을 생산하며, AC 컨버터는 계통과 연결된 상태에서 ESS 컨버터와 함께 잉여 전력을 보내거나 부하를 감당하게 된다. 또한 필요 시 배터리를 충전하기 위해 사용될 수도 있다. 이 때 각 컨버터의 드롭 계인과 오프셋 전압을 포함하는 V-I 특성 곡선과 SOC의 상태에 따라 전류 분배가 자동적으로 결정된다. 그림 6.15는 전력 시스템이 State 111에서 동작할 때 부하 변동에 따른 실험 결과를 나타낸 것으로 정해진 규칙에 따라 전력을 분배하면서 이에 해당하는 직류

전압(V_{dc})을 안정적으로 제어하는 것을 보여준다. 이 때 배터리 SOC는 0.4이며, 일사강도 450 W/m^2 , 표면온도 $25 \text{ }^{\circ}\text{C}$ 인 상태이다. 직류 부하가 400W에서 1 kW로 그리고 다시 600 W로 급변하는 경우에도, PV 컨버터는 MPPT 제어를 시도하기 때문에 출력 전류($I_{o,pv}$)를 통해 부하 변동에 상관없이 최대 전력이 생산되고 있음을 확인할 수 있다. 부하 전력이 400W인 경우에는 PV의 생산 전력이 부하 전력보다 많기 때문에 남은 전력이 계통으로 전달하고 있는 것을 확인할 수 있으며, 1 kW 부하에서는 PV 컨버터의 생산 전력이 모두 감당할 수 없기 때문에 ESS 컨버터가

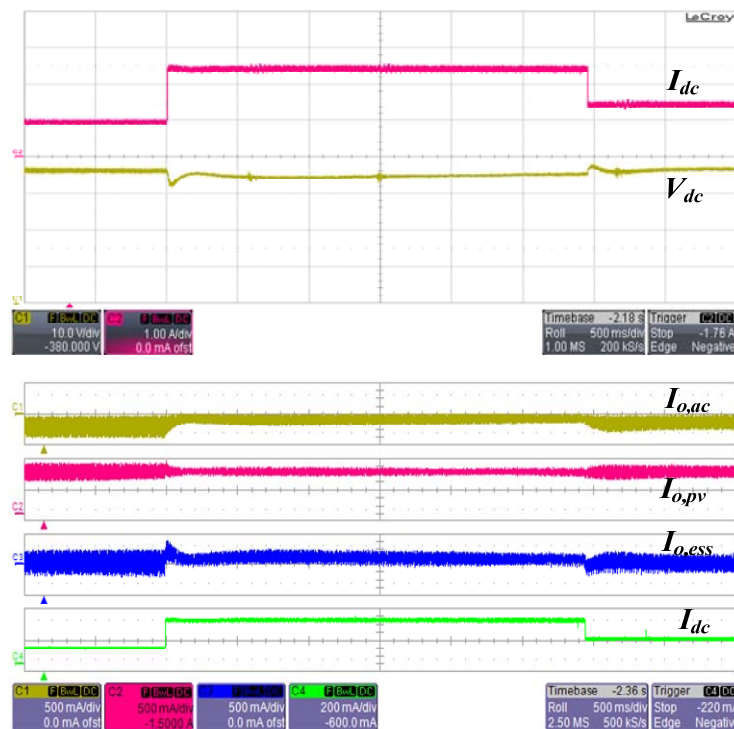


그림 6.15 State 111 동작 시 부하 변동 실험 결과(P_{dc} : 400W \rightarrow 1kW \rightarrow 600W).

Fig. 6.15 Experimental results of load step change on State 111.

방전을 통해 필요 전력을 보충하고 있다. 600 W로 부하가 감소했을 때 다시 V-I 특성 곡선에 의해 전력 분배량이 결정된다. 급격한 부하 변동에도 출력 전압(V_{dc})은 380 V로 안정적으로 유지되고 있으며 5 V 이하의 전압 변동을 가진다. 또한 AC 컨버터의 전압 오프셋 보상으로 인해 기존 드롭 제어에서 문제였던 전압조정 성능이 향상됨을 알 수 있다.

(2) State 112 (EMS mode)

State 112는 모든 컨버터가 정상인 상태에서 ESS 컨버터가 상위 제어기의 스케줄링 명령을 수행하고자 할 때 동작하는 모드이다. 따라서 PV 컨버터는 MPPT 제어를 통해 최대 전력을 생산하며, ESS 컨버터는 충방전 전력 지령을 추종하기 위해 오프셋 전압을 가변하게 된다. 이러한 변동 때문에 직류 배전 전압 레벨은 동일한 부하에도 달라질 수 있으나 AC 컨버터의 오프셋 보상 루프가 추가될 경우 직류 버스 전압은 380 V를 유지하게 된다. 이러한 동작을 확인하기 위해 부하가 380 W로 일정할 때, 배터리 충방전 전력 지령 변화에 따른 실험결과를 그림 6.16에 나타내었다. 배터리 SOC는 0.5이고 일사강도 200 W/m^2 , 표면온도 25°C 인 상태에서 PV 컨버터는 스케줄링 명령에 상관없이 최대 전력 350 W를 생산하고 있음을 확인할 수 있다. 배터리를 300 W로 충전하는 명령이 내려진 경우에 ESS 컨버터의 출력 전류($I_{o,ess}$)을 통해 명령에 따라 배터리를 충전하고 있음을 확인할 수 있으며, 이 때 AC 컨버터는 330 W의 계통 전력을 사용하고 있음을 알 수 있다. 통신을 통해 배터리를 300 W로 방전하라는 스케줄링 명령이 내려질 경우 전력 지령은 20 Hz의 저대역 통과 필터를 통과하여 컨버터 지령으로 입력된다. 이 경우

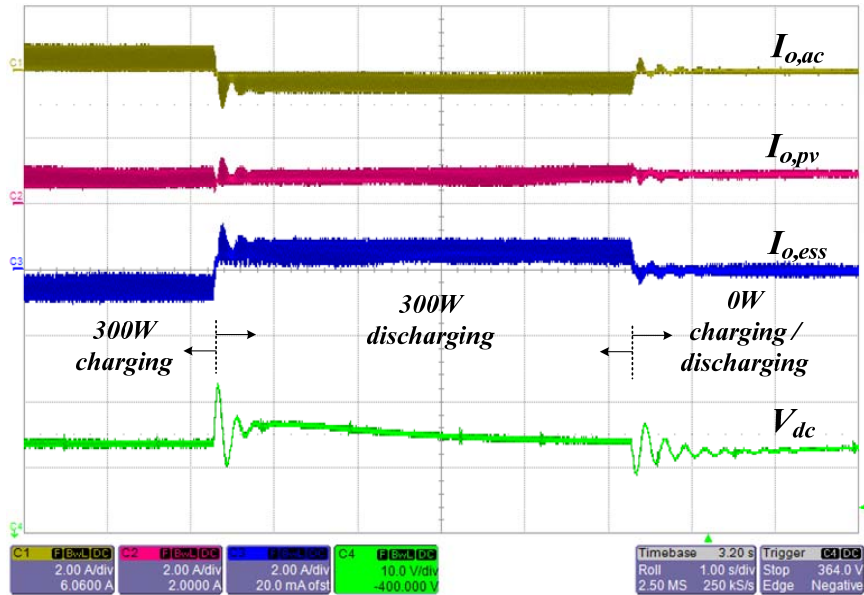


그림 6.16 State 112 동작 시 배터리 충방전 전력 지령 변동 실험 결과
(Pess: 300W → -300W → 0W).

Fig. 6.16 Experimental results of battery charging/discharging power reference on State 112.

컨버터의 출력 전류를 통해 스케줄링 명령이 수행되고 있음을 알 수 있으며, 이 때 AC 컨버터는 전력 균형을 위해 자동적으로 270 W를 계통으로 전달하게 되는 것을 확인할 수 있다. 전력 지령이 0 W로 바뀌는 경우에도 동일한 원리로 전력 분배가 이루어지며, 급격한 전력 지령 변동 시 최대 8 V의 전압 변동을 보이다가 점차 380 V의 직류 버스 전압을 추종하면서 스케줄링 명령이 잘 수행하고 있음을 보여준다.

(3) State 211(AC stand-alone)

State 211은 계획정전 또는 계통 사고로 인해 교류 버스가 계통과 분리된 경우 동작하는 모드다. 즉, 교류 버스에 중요 부하가 연결되어 있을 경우 전력 공급을 위해 AC 컨버터는 독립운전을 시도하여 교류

전원을 형성하며, PV 컨버터는 MPPT 제어 모드로 동작한다. 그림 6.17은 이러한 동작의 실험 결과를 나타내며, 직류 부하는 400 W 에서 1 kW, 다시 600 W 로 변하며, 교류 부하는 108 Ω 정저항으로 구성되었다. 일사강도 570 W/m², 표면온도 25 $^{\circ}\text{C}$ 인 조건에서 PV 컨버터는 일정하게 최대 출력을 생산하고 있으며, 교류 버스는 계통이 끊어진 상태임에도 불구하고 AC 컨버터의 독립운전을 통해 220 V_{rms}의 교류 버스 전압(V_{ac})을 안정적으로 유지하고 있음을 확인할 수 있다. ESS 컨버터는 부하 변동에 따라 출력이 조절되며 직류 버스 전압(V_{dc})은 378 V에서 374 V 사이에서 유지된다. 이는 AC 컨버터가 독립운전을 하기 때문에 직류 오프셋 전압 보상이 없는 상태에서 ESS 컨버터의 드롭 계인에 의한 전압 강하 때문이다. 하지만 직류 버스 전압은 5 % 내의 전압 변동 범위 내에서 안정적으로 유지되고 있음을 보여준다. 그림 6.17(c), (e) 는 그림 6.17(a)의 확대 파형으로 교류 버스 전류(I_{ac})가 위상을 잘 유지한 채 교류 부하에 입력되고 있음을 알 수 있다. 출력 전압의 맥동은 교류 전력으로 인한 것이므로 120 Hz의 주기를 갖고 있다. 그림 6.17(d), (f)는 그림 6.17(b)의 확대 파형으로 교류 전원의 연결로 인해 동일하게 120 Hz 맥동을 유지하는 것을 확인할 수 있다.

그림 6.18은 직류 버스와 교류 버스가 무부하 상태일 경우 전압, 전류의 파형을 나타낸 것으로 이와 같은 조건에서도 안정적인 교류, 직류 전압을 유지하고 있음을 확인할 수 있다. 대부분의 경우 무부하 조건에서 전압을 유지하기가 가장 어려우며, 따라서 이 외에 부하 변동에서도 높은 전력 품질을 가진 전압 제공을 기대할 수 있다.

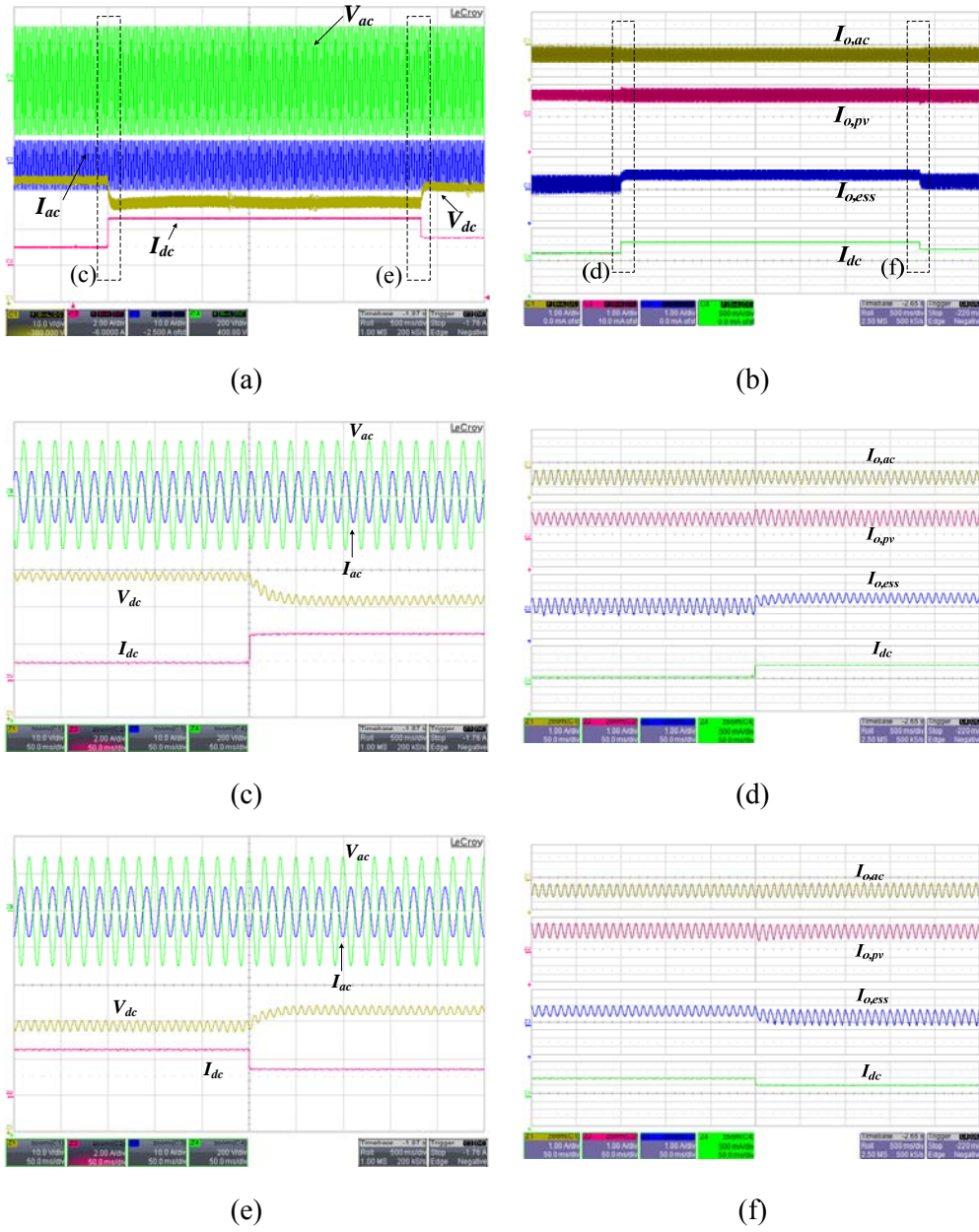
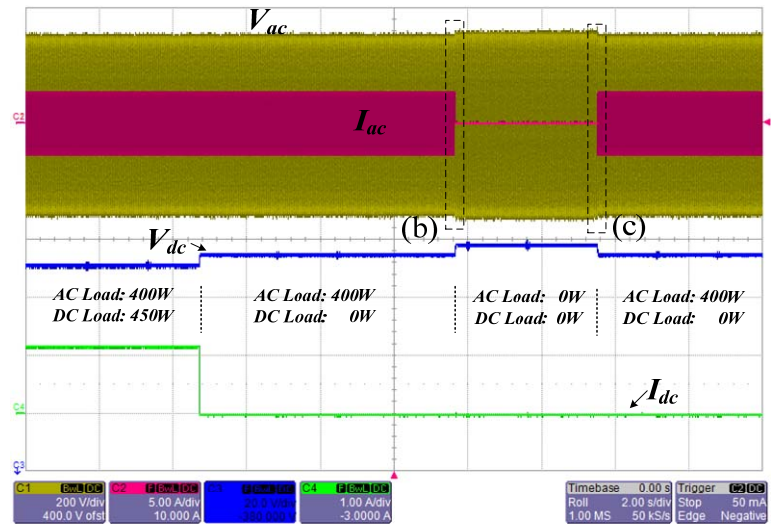
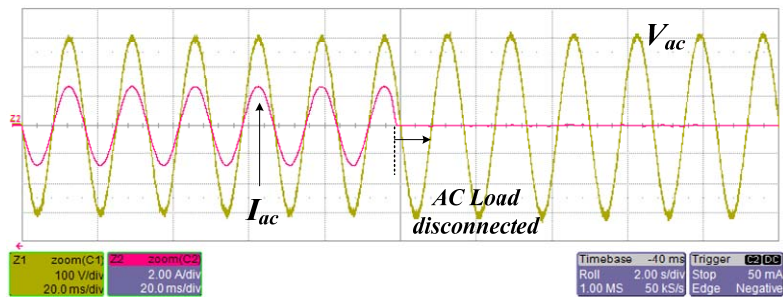


그림 6.17 State 211 동작 시 부하 변동에 따른 실험 결과
 $(P_{dc}: 400W \rightarrow 1kW \rightarrow 600W)$.

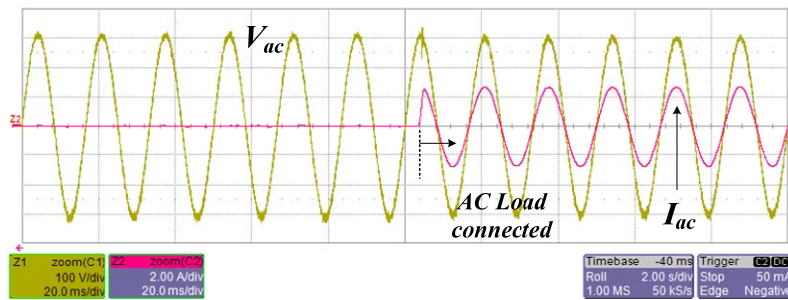
Fig. 6.17 Experimental results of load step change on State 211.



(a)



(b)



(c)

그림 6.18 State 211 동작 시 무부하 실험 결과.

Fig. 6.18 Experimental results of no load on State 211.

(4) State 223(off-MPPT)

State 223은 태양광에서 생산된 전력을 배터리나 계통으로 보낼 수 없을 때, PV 컨버터가 off-MPPT 제어를 시도하는 경우이다. AC 컨버터는 독립운전을 통해 교류 전원을 형성하게 되며, ESS 컨버터는 고장이 난 경우에 해당하며 off-MPPT는 AC 컨버터 고장과 ESS 만충의 조건에서도 역시 확인이 가능하다. 그림 6.19는 전력 시스템이 State 223에서 동작할 때 부하 변동에 따른 실험 결과를 나타낸 것으로 이 때 일사강도 680 W/m^2 , 표면온도 25°C 인 상태로 PV 컨버터의 최대 발전 가능 전력은 1.2 kW 이다. 실험을 통해 태양광 패널에서 생산된 전력만을 이용하여 직류 전원을 유지하고 AC 컨버터의 독립운전을 통해 교류 전원을 형성하는 것을 확인할 수 있었다. 교류 부하로 108Ω 정저항이 연결되고 직류 부하가 100 W 에서 500 W , 다시 300 W 로 변동할 때, PV 컨버터는 MPPT 모드에서 일정하게 최대 출력을 생산했던 것과 달리 off-MPPT 제어를 통해 550 W , 950 W , 750 W 로 전력을 생산하고 있음을 확인할 수 있다. AC 컨버터는 독립운전을 통해 교류 부하에 일정한 전력을 공급하고 있으며 이는 그림 6.19의 교류 전류(I_{ac})와 AC 컨버터의 출력 전류($I_{o,ac}$)를 통해 확인할 수 있다. 직류 버스의 전압은 설정한 PV 컨버터의 제어기에서 설정한 V-I 특성에 의해 $392 \text{ V} - 395 \text{ V}$ 에서 안정적으로 유지되고 있음을 보이고 있다.

즉, 최대 가능한 출력은 1.2 kW 이지만 잉여 전력을 전달할 곳이 없기 때문에 off-MPPT 제어를 통해 부하가 필요로 하는 만큼 전력을 생산하면서 교류와 직류 버스 전압을 유지하는 것을 확인할 수 있다.

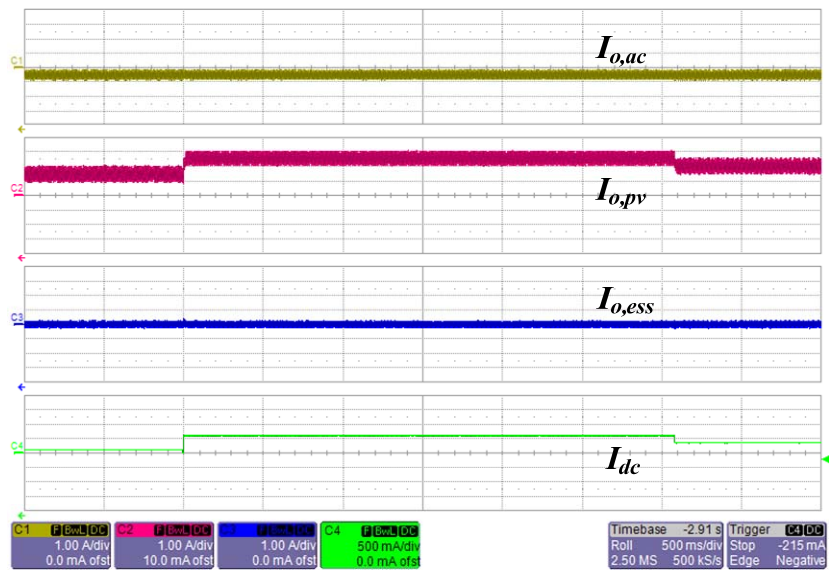
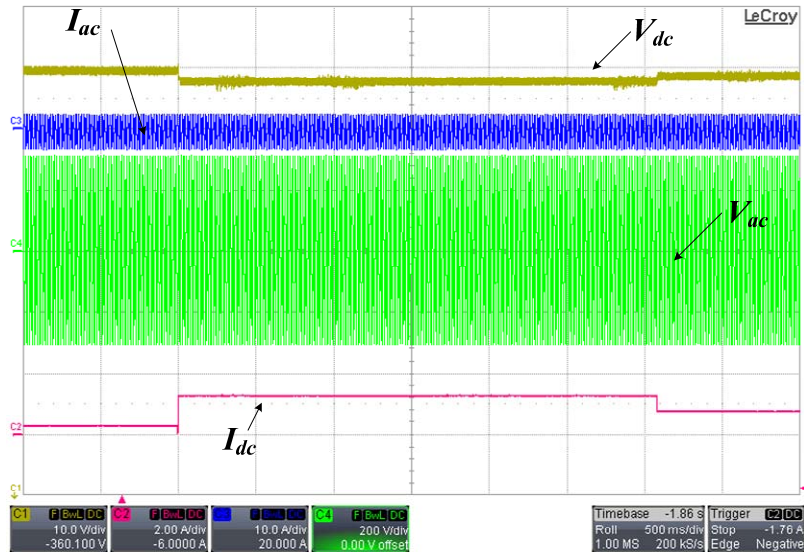


그림 6.19 State 223 동작 시 부하 변동 실험 결과(P_{dc} : 100W \rightarrow 500W \rightarrow 300W).

Fig. 6.19 Experimental results of load step change on State 223.

본 절에서는 직류 배전 시스템 운영 시 발생할 수 있는 대표적인 모드에 대해 살펴보고 하드웨어 실험을 통해 각 모드의 안정적인 동작을 확인할 수 있었다. 제안된 방법은 신재생 에너지 발전을 최대화하며, 효율적인 에너지 관리를 위해 스케줄링 명령을 간접적으로 수행할 있었다. 또한 정전이나 고장 시에도 직류와 교류 버스에 안정적인 전력을 공급할 수 있음을 보임으로써 제안한 방법이 효율성과 신뢰성을 향상 시킬 수 있음을 보였다.

6.3.2 모드 변환 실험

(1) State i : $1 \rightarrow 2$ (계통 분리)

직류 배전 시스템은 계획 정전이나 사고에 의해 계통과 분리되거나 재접속 될 수 있다고 설명하였으며 그림 6.20은 대표적인 예로 State 111에서 State 211로 모드 변환하는 실험에 대한 결과를 보여준다. 배터리의 SOC는 0.5, 일사강도 570 W/m^2 , 표면온도 $25 \text{ }^\circ\text{C}$ 인 상태이며, 직류 부하는 700 W 인 경우이다. 계통이 분리되기 전 State 111인 상태에서 PV 컨버터는 1 kW 의 정전력을 생산하고 나머지 전력이 계통 전력과 배터리의 충방전 전력에 의해 분배되는 것을 확인할 수 있다. 계통에 문제가 발생할 경우 AC 컨버터는 교류 버스를 계통과 분리시키고 반주기 후 독립운전 모드로 전환한다. 즉, State 211로 자동 전환되어 계통 전압(V_{util})이 아닌 AC 컨버터에 의해 교류 버스의 전압(V_{ac})이 유지되는 것을 확인할 수 있다. 따라서 교류 전력은 직류 버스의 전력을 더욱 사용하게 되며 AC 컨버터의 입력 전류(I_{ac}) 변화를 통해 이를 확인할 수 있다. 모드 변환

전에 이미 직류 버스에서 많은 전력을 사용하였고 ESS 컨버터의 빠른 응답특성으로 인해 전압의 큰 변동없이 직류 버스 전압(V_{dc})이 안정적으로 유지되는 것을 보여준다. 파형의 뒤쪽 부분과 그림 6.20(d)는 반대과정을 보여주는 것으로 계통이 정상적으로 동작하게 되어 교류 그리드와 재접속 되어 State 211이 됨을 의미한다.

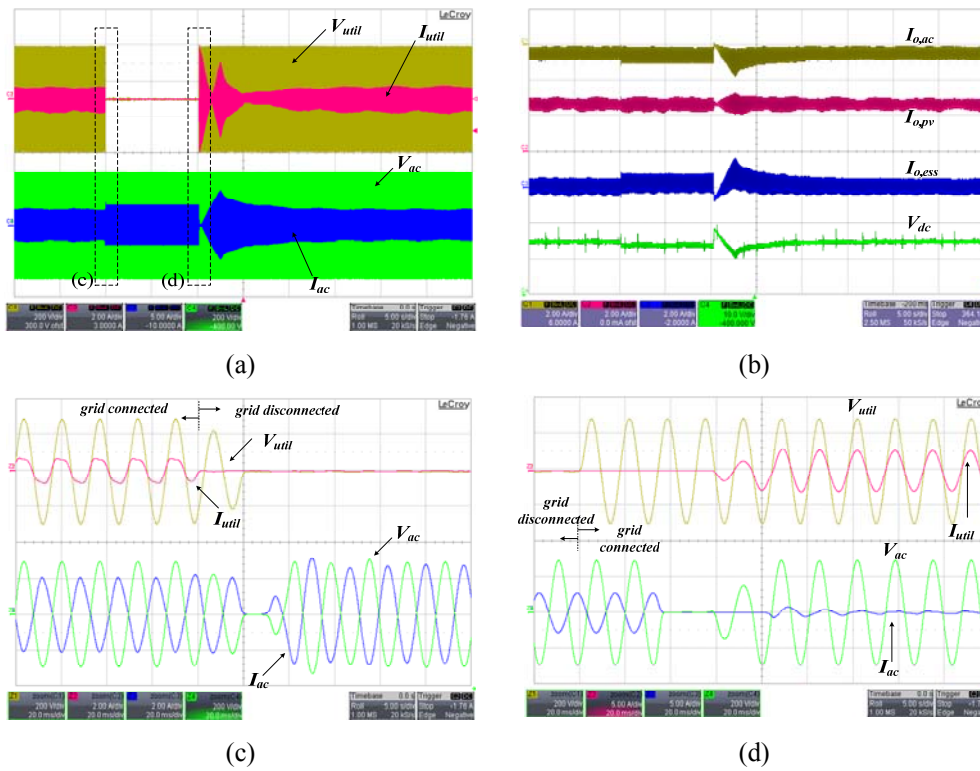


그림 6.20 AC 컨버터 모드 변환 실험 결과 ($i: 1 \rightarrow 2$).

Fig. 6.20 Experimental results of mode transition for AC converter ($i: 1 \rightarrow 2$).

(2) State j : $1 \rightarrow 2$ (MPPT \rightarrow off-MPPT)

태양광에서 생산된 잉여 전력을 전달할 수 없을 때 PV 컨버터는 off-MPPT를 통해 발전 전력을 제한하고 버스 전압을 안정적으로 유지할 수 있다고 하였다. 이에 대한 과도 응답을 확인하기 위해 ESS 컨버터는 이미 고장난 상태인 State 113에서 State 323로 AC 컨버터가 작동을 멈추는 과정을 실험하였으며 이에 대한 실험 결과는 그림 6.21과 같다. 부하와 기상 조건은 그림 6.20의 실험과 동일하다. State 113에서 교류와 직류 부하는 태양광 발전과 계통 전력을 통해 공급받고 있으며, AC 컨버터가 동작을 멈추게 되면, 태양광 발전을 통해 생산된 전력은 직류 부하만 공급하게 된다. AC 컨버터가 고장난 직후 State 313로 상태가 바뀌게 되고 이 상태에서 짧은 시간 동안 PV 컨버터는 MPPT 제어를 시도하기 때문에 잉여 전력으로 인해 직류 배전 전압(V_{dc})이 상승하게 된다. 이 후 곧바로 직류 버스 전압이 일정 전압 이상이 되어 off-MPPT 제어를 위한 조건에 도달하게 된다. 결국 PV 컨버터는 off-MPPT 제어를 통해 발전 전력을 제한하면서 안정적인 버스 전압을 유지하게 되는 State 323에 머무르게 되며 이러한 과정은 그림 6.21에서 PV 컨버터의 출력전류($I_{o,pv}$)의 변화를 통해 알 수 있다. 또한 갑작스런 고장에도 불구하고 자연스럽게 모드 전환을 하면서 직류 버스를 허용 범위 내에 유지하고 있음을 확인할 수 있다. 파형의 뒷 부분은 컨버터가 수리되어 복구되는 과정을 보여주는 것으로 직류 버스 전압(V_{dc})이 380 V로 제어 되면서 PV 컨버터는 MPPT를 시도하면서 전력이 점점 증가하게 되는 것을 알 수 있다.

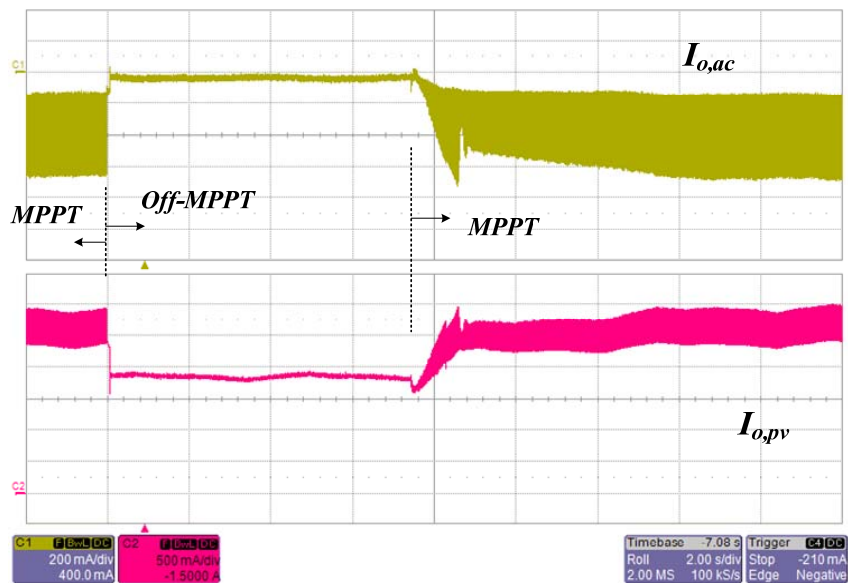
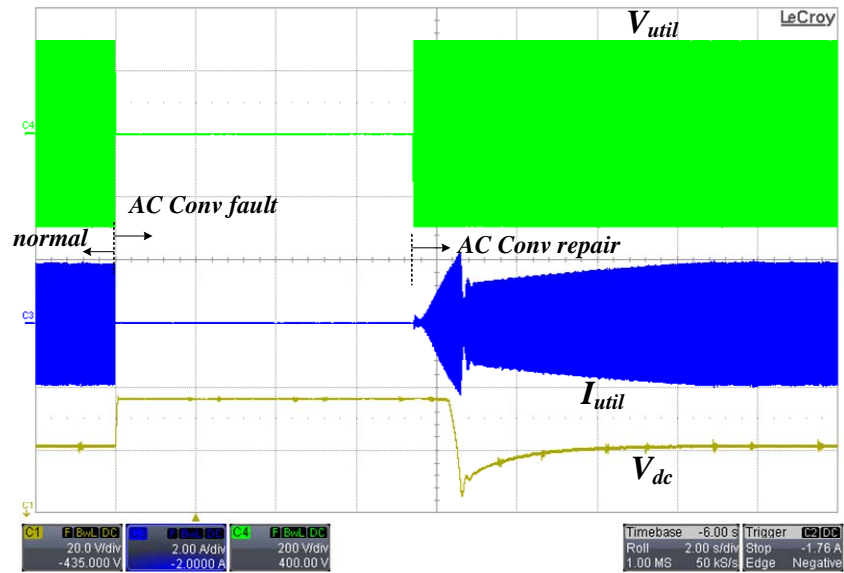


그림 6.21 PV 컨버터 모드 변환 실험 결과 ($j: 1 \rightarrow 2$).

Fig. 6.21 Experimental results of mode transition for PV converter ($j: 1 \rightarrow 2$).

(3) State k : $1 \rightarrow 2$ (Auto \rightarrow EMS)

제안된 직류 배전 시스템은 배터리의 경제적 운용을 위해 에너지 스케줄링이 가능하며 그림 6.22는 이러한 State 111에서 State 112로 전환하는 과정에 대한 과도 응답을 보여준다. 일사강도 200 W/m^2 , 표면온도 $25 \text{ }^\circ\text{C}$ 인 상태이며, 직류 부하는 380 W 로 일정한 경우이다. State 111에서 자율 제어인 경우 설계된 V-I 특성에 의해 전력 분배가 일어난다. 이 때, PV 컨버터는 최대 출력을 생산하며, ESS 컨버터가 모자라는 전력을 감당하고 교류 부하에 일부 전력을 보내게 된다. 이 때, 직류 버스 전압은 380 V 를 유지하고 있다. 그러나 스케줄링 명령에 의해 배터리를 500 W 로 충전하라는 명령이 내려지면 State 112로 전환하여 ESS 컨버터의 전압 지령 변화를 통해 이를 수행하게 된다. AC 컨버터는 전력 균형을 위해 계통 전력을 소비하며 계통 전력 사용의 증가로 직류 전압의 맥동이

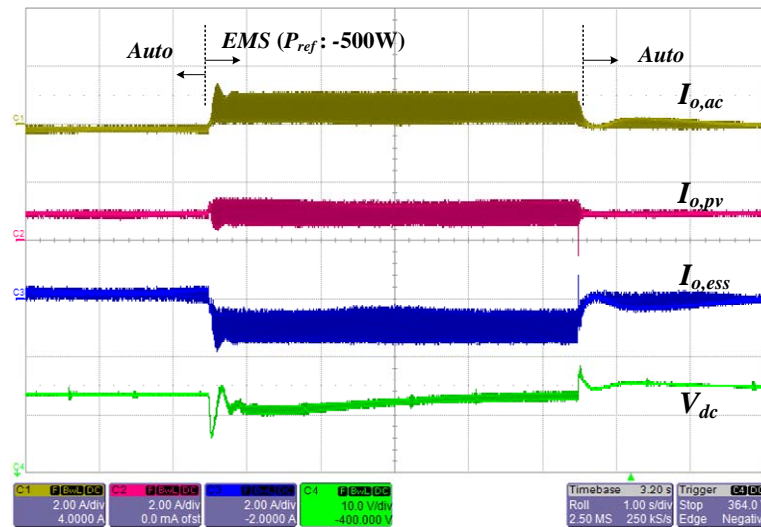


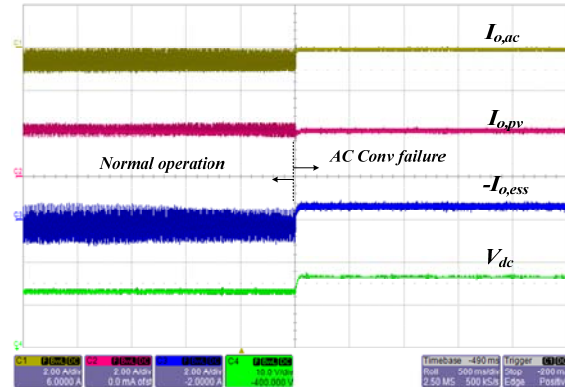
그림 6.22 ESS 컨버터 모드 변환 실험 결과 (k : $1 \rightarrow 2$).

Fig. 6.22 Experimental results of mode transition for ESS converter (k : $1 \rightarrow 2$).

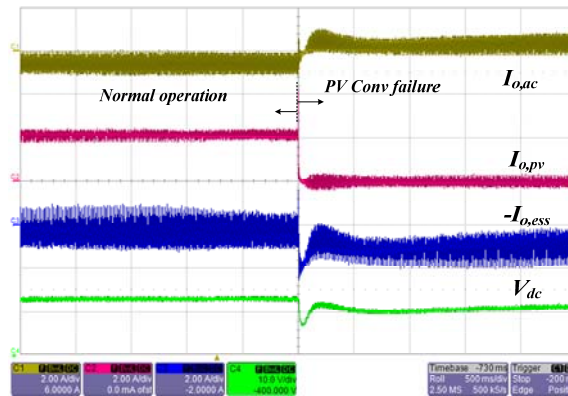
증가하였음을 알 수 있다. 동일한 이유로 PV 컨버터의 출력 전류($I_{o,pv}$)도 맥동이 크게 나타난다. 하지만 평균 전력은 일정하게 유지되면서 최대 출력을 생산하고 있음을 확인할 수 있다. 또한 직류 버스 전압은 AC 컨버터의 오프셋 보상루프에 의해 점차 380 V로 제어됨을 알 수 있다. 파형의 뒤쪽 부분은 다시 자율 제어 모드로 변환되는 과정을 의미하며, 빠른 응답 특성을 가지며 전압(V_{dc})이 안정되는 것을 보여준다.

(4) State i, j, k : 1 or 2 \rightarrow 3 (Failure)

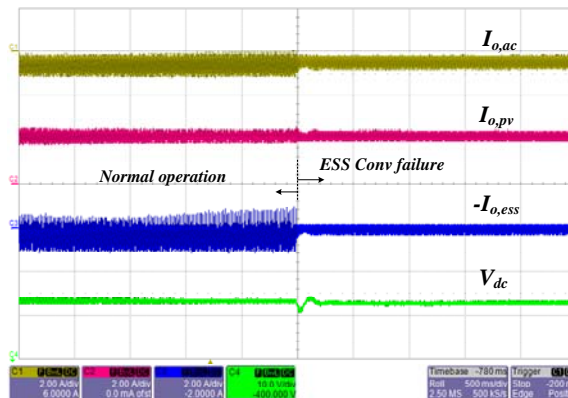
그림 6.23은 그림 5.31과 같이 직류 배전 시스템에서 단락 사고가 발생하여 개별 컨버터가 동작하지 않거나 고장 난 경우에 대해 실험한 결과를 나타낸다. 일사강도 570 W/m^2 , 표면온도 $25 \text{ }^\circ\text{C}$ 인 상태이며, 직류 부하는 700 W 로 일정한 경우이다. 그림 6.23(a)는 State i 가 1에서 3으로 바뀌는 경우로 AC 컨버터가 갑자기 고장 난 경우에 해당한다. 사고 발생 후 AC 컨버터의 출력 전류($I_{o,ac}$)는 0이 되지만, PV 컨버터는 일정한 최대 출력을 생산하며, ESS 컨버터는 남은 전력을 충전하게 된다. 따라서 ESS 컨버터의 드롭 특성에 의해 직류 버스 전압이 380 V에서 383 V로 상승된 채 안정적으로 유지되고 있음을 확인할 수 있다. 이 때 교류 전력의 공급이 중단되었기 때문에 전체 전압, 전류 맥동이 감소했음을 확인할 수 있다. 그림 6.23(b)는 State j 가 1에서 3으로 바뀌는 경우로 PV 컨버터가 고장 난 경우를 의미한다. PV 컨버터가 많은 부하 전력을 감당하고 있었기 때문에 직류 버스의 전압 변동이 더 크게 나타나며, 직류 버스 전압 유지를 위해 ESS 컨버터의 출력 전류($I_{o,ess}$)가 급격히 증가하게 됨을



(a) AC converter fault



(b) PV converter fault



(c) ESS converter fault

그림 6.23 컨버터 고장 시 과도 응답 실험 결과 (i, j, k : 1 or 2 \rightarrow 3).

Fig. 6.23 Experimental results of mode transition for converter failure (i, j, k : 1 or 2 \rightarrow 3).

알 수 있다. 이 경우는 AC 컨버터의 오프셋 전압으로 380 V를 천천히 따라가게 된다. 그림 6.23(c)는 State k 가 1에서 3으로 바뀌는 경우로 ESS 컨버터가 갑자기 고장 난 경우를 의미한다. 이 때, ESS 컨버터로 인한 전달 전력이 많지 않았기 때문에 각 컨버터의 출력 전류에 큰 변화가 없음을 알 수 있으며, 직류 버스 전압 역시 큰 변동 없이 380V의 전압을 유지하고 있다.

(5) State $i, j, k: 3 \rightarrow 1$ (Repair or Plug & Play)

제안한 방법은 확장성이 유리하다는 장점이 있다. 즉, 컨버터가 수리되거나 발전 용량을 증가시키고자 하는 요구가 발생할 때, 동작중인 직류 배전 시스템에 즉시 적용이 가능하다. 이를 검증하기 위해 신재생 발전의 증설을 가정하고 AC 컨버터와 ESS 컨버터로 동작 중인 시스템에

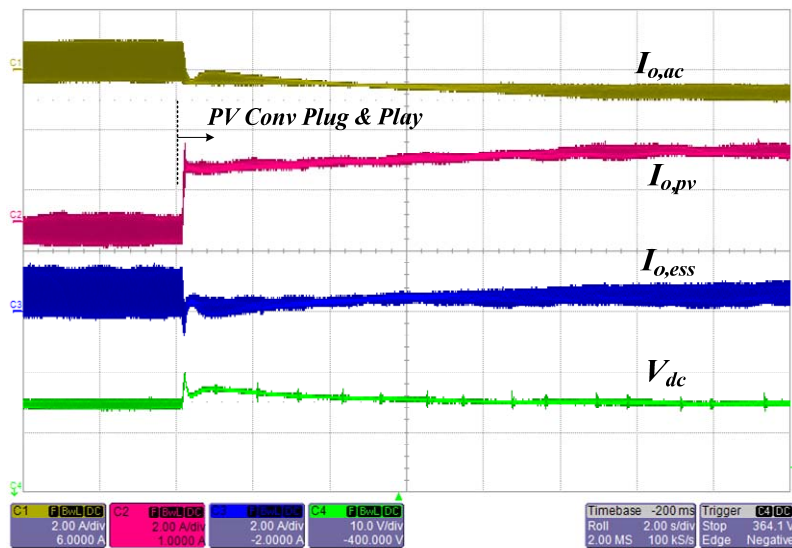


그림 6.24 컨버터 추가 시 과도 응답 실험 결과 ($j: 3 \rightarrow 1$).

Fig. 6.24 Experimental results of mode transition for converter failure ($i, j, k: 1 \text{ or } 2 \rightarrow 3$).

PV 컨버터를 턴 온하였으며 그림 6.24는 이에 대한 결과를 나타낸다. PV 컨버터가 연결되어 구동을 시작한 직후 MPPT 제어를 시도하면서 최대 출력을 생산하며, 따라서 ESS 컨버터의 방전 전류가 줄어들거나 남은 전력을 계통이나 다른 외부 그리드에 보낼 수 있게 된다. 직류 버스는 과도 상태에서 갑작스런 전력 증가로 상승하게 되나 수 초 내로 380 V를 안정적으로 유지하게 되는 것을 보여준다.

하드웨어 실험을 통해 제안한 제어 방법이 스케줄링 명령을 잘 따르고, 다양한 환경과 갑작스런 사고와 같은 환경에서도 부드러운 모드 변환을 통해 안정적인 전압 범위 변동 범위 내에서(380 ± 20 V, 5%) 직류 배전 시스템을 유지할 수 있음을 증명하였다.

제 7 장 결론 및 향후 과제

7.1 결론

본 논문에서는 신재생 에너지원의 효율 증가와 시스템 통합이 용이한 전력 전자 기술 기반의 직류 배전 시스템의 구성 및 특징에 대해 살펴보았다. 이를 바탕으로 소규모 직류 배전 시스템의 구성과 동작을 제시하고 안정적이고 효율적으로 운영하기 위한 제어 전략을 제안하였다. 또한 소신호 분석을 바탕으로 적절한 시스템 설계 가이드를 정리하였으며, 전력 품질 향상을 위해 안정도 해석과 함께 사고 상황 및 특성에 관한 현실적인 문제에 대해 연구하였다. 본 논문의 주요 연구 결과는 다음과 같이 정리된다.

(1) 직류 배전 시스템의 운영 및 제어 전략 제시

본 논문에서는 신재생 에너지원과 배터리, 그리고 상용 교류 전원으로 구성된 직류 배전 시스템의 통합 기술에 대한 연구를 위해 소규모 직류 배전 시스템의 구조와 동작을 제시하였으며, 이를 안정적이고 효율적으로 운영하기 위한 제어 전략을 제안하였다. 제안한 제어 알고리즘은 두 가지 목표를 달성하기 위해 계층적 구조로 나누어 동작한다. 상위 제어에서는 장기적 운영 측면의 에너지 관리를 위한 스케줄링 명령이 결정된다. 에너지 관리는 운영 비용 최소화를 목표로 동적 계획법을 이용하여 배터리 SOC의 스케줄링을 시도하였다. 로컬 제어는 병렬 전원 사용 시 단일 지점 고장 문제 해결을 통한 전력 공급 신뢰도 향상을 위해 드롭을

사용하는 분산 제어 방법을 기반으로 하였으며, 오프셋 전압을 통한 컨버터의 출력 전압 지령을 가변 함으로써 상위 제어기의 스케줄링 명령이 간접적으로 수행 가능하도록 하였다.

시스템의 운용 및 제어는 개별 전원의 특성을 고려하여 전압 레벨에 따라 자율적으로 동작모드가 결정되도록 하였으며 이를 위한 V-I 특성 곡선과 드롭 게인 설계 가이드가 제시되었다. 이를 통해 각 구성 요소의 독립성과 신재생 에너지 발전의 활용도가 향상되는 결과를 가져오고 확장성이 용이하다는 장점을 얻을 수 있었다. 타당성 검증을 위해 모의 실험과 하드웨어 실험을 수행하였으며, 에너지 스케줄링이 잘 수행됨과 동시에 다양한 사고 상황에서도 직류 버스 전압이 안정적으로 유지되는 등 높은 전력 품질이 유지될 수 있음을 확인하였다.

(2) 시스템 동특성을 포함한 안정도와 사고 상황 분석

본 논문에서는 제안한 방법의 제어기 설계와 안정도 해석을 위해 소신호 모델을 유도하였다. 소신호 모델은 각 전원의 특성과 제어 구조를 고려하면서 수행되었으며, 여러 서브 시스템이 병렬로 연결된 구조에서 시스템 간의 간섭을 해결하고 버스 전압의 안정도를 보장하는 방법에 대해 다루었다. 기존 방법들이 분산 시스템의 안정도를 판별하는데 전력방향, 판별 위치 등 수많은 제약이 있었던 것에 반해 passivity를 이용한 판별은 다양한 전원과 동작 모드에서 쉽게 안정도를 판별할 수 있었다. 이를 바탕으로 직류 버스의 안정도를 향상시키는 방법과 보장 기준을 이상적인 정전력 기준으로 제시하였으며 모의 실험을 통해 이를

검증하였다.

또한 직류 배전 시스템의 단락 사고에 관한 특징과 여러 동작들이 전력 품질에 미치는 영향을 살펴봄으로써 제안한 방법의 타당성을 검증하였다. 사고 해석을 통해 제안된 구조가 가질 수 있는 한계점 역시 확인할 수 있었으며 이에 대한 해결방안을 간략히 제시하고 보호 장치의 필요성을 확인하였다.

7.2 향후 과제

직류 배전 시스템은 앞서 언급한 장점과 수많은 가능성을 내포하고 있기 때문에 높은 전력품질을 요구하는 시스템이나 소규모 전력 시스템을 시작으로 점차 확대될 것으로 예상된다. 하지만 직류 배전 시스템의 설계 최적화나 안전장치에 대한 연구 및 실증이 많이 부족한 상태이다. 본 논문에서는 기본적인 구조의 소규모 직류 배전 시스템을 대상으로 제어 전략을 제안하고 전력 품질과 안전 문제에 대해 연구하였다. 하지만 사고 검출 및 교류 전원의 동기화 문제에 대해서는 다루어지지 않았으며 전체 시스템의 안정성과 독립성을 향상시키기 위해 이에 대한 연구가 더욱 필요하다. 예를 들어 성능과 안전성 증대를 위해 통신을 이용한 시스템 감시와 오차 보상 방법에 대한 연구나, 향상된 SOC 추정 알고리즘에 대한 추가적인 연구가 진행될 수 있다. 또한, 시스템의 장점이 더욱 부각되고 신뢰성을 보장받기 위해서는 보호 시스템에 대한 연구가 밀박침되어야 할 것이다. 토폴로지 측면에서는 2단 구조의 절연형 컨버터가 고려될 수 있으며, 이는 시스템의 보호와 함께, 전압 맥동 저감을 통한 직류 버스의 전력 품질 향상도 가져올 수 있을 것으로 기대된다. 그 밖에 좀 더 심도 있는 접지방식에 대한 이해가 필요하며, 단락 사고 외에 고저항 사고나 아크 사고 등에 대한 해석이 수반되어야 한다. 이를 바탕으로 보호 장치의 특성을 고려한 보호 시스템의 구축이 이루어진다면 수많은 장점을 가진 직류 배전 시스템의 도입이 앞당겨지고 응용범위 또한 더욱 확장될 것으로 생각된다.

참고문헌

- [1] J.M. Bloemink and T.C. Green, “Benefits of Distribution-Level Power Electronics for Supporting Distributed Generation Growth,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 28, no. 2, pp. 911-919, 2013.
- [2] J. Driesen and F. Katiraei, “Design for distributed energy resources,” *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 6, no. 3, pp.30-40, 2008.
- [3] G. Pepermans, J. Driesen, R. Haeseldonckx, et al., “Distributed generation: definition, benefits and issues,” *Energy Policy*, vol. 33, no. 6, pp.787-798, 2005.
- [4] N. Hatziargyriou, H. Asano, R. Iravani, et al., “Microgrids,” *IEEE Power and Energy Magazine*, vol.5, no.4, pp.78-94, 2007.
- [5] J.M. Carrasco, L.G. Franquelo, J.T. Bialasiewicz, et al., “Power-Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources: A Survey,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 4, pp. 1002-1016, 2006.
- [6] Wu Guohong, S. Kodama, Y. Ono, et al., “A hybrid microgrid system including renewable power generations and energy storages for supplying both the DC and AC loads,” in *Proc. of International Conference on Renewable Energy Research and Applications*, 2012, pp. 1-5.
- [7] L. Xiangjun, H. Dong and L. Xiaokang, “Battery Energy Storage Station (BESS)-Based Smoothing Control of Photovoltaic (PV) and Wind Power

- Generation Fluctuations,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics Sustainable Energy*, vol. 4, no. 2, pp. 464-473, 2013.
- [8] E.I. Vrettos, and S.A. Papathanassiou, “Operating Policy and Optimal Sizing of a High Penetration RES-BESS System for Small Isolated Grids,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 26, no. 3, pp. 744-756, 2011.
- [9] International Energy Agency, *Medium-Term Renewable Energy Market Report*. IEA, 2013.
- [10] 에너지관리공단 신재생에너지센터, 4 Jan. 2014, <http://rps.kemco.or.k>
- [11] D.J. Hammerstrom, “AC Versus DC Distribution Systems-Did We Get it Right?,” in *Proc. of Power Engineering Society General Meeting*, 2007, pp. 1-5.
- [12] P. Huey, E. Lo and B. Pong, “DC Electrical Distribution Systems in Buildings,” in *Proc. of International Conference on Power Electronics Systems and Applications*, 2006, pp. 115-119.
- [13] P. Karlsson, *DC Distributed Power Systems: Analysis, Design and Control for a Renewable Energy System*, Ph. D. Dissertation, Department of Industrial Electrical Engineering and Automation, Lund University, 2002.
- [14] A. Pratt, P. Kumar, and T. V. Aldridge, “Evaluation of 400V DC distribution in telco and data centers to improve energy efficiency,” in *Proc. of International Telecommunications Energy Conference*, 2007, pp. 32-39.
- [15] M.E. Baran and N.R. Mahajan, “DC distribution for industrial systems: opportunities and challenges,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 6, pp. 1596-1601, 2003.
- [16] K. Engelen, E. Leung Shun, P. Vermeyen, et al., “The Feasibility of Small-Scale Residential DC Distribution Systems,” in *Proc. of IEEE Industrial Electronics Conference on*, 2006, pp.2618-2623.

- [17] M. Ton, R. Fortenbery and W. Tschudi, *DC Power for Improved Data Center Efficiency*, Lawrence Berkeley National Laboratory, Technical Report, 2008.
- [18] 백중복, 서갑수, 박철우 외 2명, “직류기반 소용량 건물 전력계 모델링 및 해석,” 전력전자학회 2010년 하계학술대회, 238-239쪽, 2010년 7월.
- [19] H. Kakigano, Y. Miura, T. Ise, et al., “DC Micro-grid for Super High Quality Distribution - System Configuration and Control of Distributed Generations and Energy Storage Devices,” in *Proc. of Power Electronics Specialists Conference*, 2006, pp. 1-7.
- [20] G. S. Seo, J. B. Baek, K. S. Choi, et al., “Modeling and analysis of DC distribution systems,” in *Proc. of International Conference on Power Electronics and ECCE Asia*, 2011, pp. 223-227.
- [21] A. Sannino, G. Postiglione and M.H.J. Bollen, “Feasibility of a DC network for commercial facilities,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 5, pp. 1499-1507, 2003.
- [22] D. Jovicic, D. Van Hertem, K. Linden, et al., “Feasibility of DC transmission networks,” in *Proc. of Innovative Smart Grid Technologies*, 2011, pp. 1-8.
- [23] D. Salomonsson, L. Soder and A. Sannino, “Protection of Low-Voltage DC Microgrids,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 24, no. 3, pp. 1045-1053, 2009.
- [24] A. Berizzi, A. Silvestri, D. Zaninelli, et al., “Short-circuit current calculations for DC systems,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 5, pp. 990-997, 1996.

- [25] K. Kyohei, U. Akie, S. Tomonobu, et al., "Control strategy for a distributed DC power system with renewable energy," *Energy Policy*, vol. 36, no. 1, pp.42-49, 2011.
- [26] M. H. Ryu, H. S. Kim, Ho-Sung, J. H. Kim, et al., "Test bed implementation of 380V DC distribution system using isolated bidirectional power converters," in *Proc. of Energy Conversion Congress and Exposition*, 2013, pp. 2948-2954.
- [27] Z. He, F. Mollet, C. Saudemont, et al., "Experimental Validation of Energy Storage System Management Strategies for a Local DC Distribution System of More Electric Aircraft," *IEEE Transactions on Industry Electronics*, vol. 57, no. 12, pp. 3905-3916, 2010.
- [28] H. Kakigano, Y. Miura and T. Ise, "Low-Voltage Bipolar-Type DC Microgrid for Super High Quality Distribution," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 12, pp. 3066-3075, 2010.
- [29] M.H. Albadi and E. F. El-Saadany, "Demand Response in Electricity Markets: An Overview," in *Proc. of Power Engineering Society General Meeting*, 2007, pp. 1-5.
- [30] P. Palensky and D. Dietrich, "Demand Side Management: Demand Response, Intelligent Energy Systems, and Smart Loads," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 7, no. 3, pp. 381-388, 2011.
- [31] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, et al., "A Technique for Improving P&O MPPT Performances of Double-Stage Grid-Connected Photovoltaic Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 11, pp. 4473-4482, 2009.

- [32] A. Chaouachi, R. M. Kamel, R. Andoulsi, et al., "Multiobjective Intelligent Energy Management for a Microgrid," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 4, pp. 1688-1699, 2013.
- [33] W. Baochao, M. Sechilariu and F. Locment, "Intelligent DC Microgrid With Smart Grid Communications: Control Strategy Consideration and Design," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 3, no. 4, pp. 2148-2156, 2012.
- [34] Lu Bo and M. Shahidehpour, "Short-term scheduling of battery in a grid-connected PV/battery system," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 20, no. 2, pp. 1053-1061, 2005.
- [35] A. Arabali, M. Ghofrani, M. Etezadi-Amoli, et al., "Genetic-Algorithm-Based Optimization Approach for Energy Management," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 28, no. 1, pp. 162-170, 2013.
- [36] A. G. Tsikalakis and N. D. Hatziargyriou, "Centralized Control for Optimizing Microgrids Operation," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 23, no. 1, pp. 241-248, 2008.
- [37] Luo Shiguo, Ye Zhihong Ye, Lin Ray-Lee Lin, et al., "A classification and evaluation of paralleling methods for power supply modules," in *Proc. of Power Electronics Specialists Conference*, 1999, pp. 901-908.
- [38] Y. Panov, J. Rajagopalan and F. C. Lee, "Analysis and design of N paralleled DC-DC converters with master-slave current-sharing control," in *Proc. of Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 1997, pp. 436-442.
- [39] P. Karlsson and J. Svensson, "DC bus voltage control for a distributed power system," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 6, pp. 1405-1412, 2003.

- [40] J. K. Schonberger, *Distributed Control of a Nanogrid Using DC Bus Signalling*, Ph. D. Dissertation, Electrical and Electronic Engineering, University of Canterbury, Christchurch, May 2005.
- [41] 김정원, *분산전원 시스템에 적용 가능한 모듈화 컨버터의 구성 및 제어 방법*, 박사학위논문, 서울대학교, 2001.
- [42] C. M. Wildrick, F. C. Lee, B. H. Cho, et al., "A method of defining the load impedance specification for a stable distributed power system," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 10, no. 3, pp. 280-285, 1995.
- [43] R. D. Middlebrook, "Input filter Considerations in Design and Application of Switching Regulators," *IEEE IAS Annual Meeting*, 1976
- [44] F. Xiaogang, Y. Zhihong, X. Kun, et al., "Impedance specification and impedance improvement for DC distributed power system," in *Proc. of Power Electronics Specialists Conference*, 1999, pp. 889-894.
- [45] B. H. Cho and F. C. Lee, "Modeling and analysis of spacecraft power systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 3, no. 1, pp. 44-54, 1988.
- [46] M. Belkhat, R. Cooley and A. Witulski, "Large signal stability criteria for distributed systems with constant power loads," in *Proc. of Power Electronics Specialists Conference*, 1995, pp. 1333-1338.
- [47] G. AlLee and W. Tschudi, "Edison Redux: 380 Vdc Brings Reliability and Efficiency to Sustainable Data Centers," *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 10, no. 6, pp. 50-59, 2012.
- [48] EIA, 16 Dec. 2013, <http://www.eia.gov/renewable>
- [49] D. Nilsson and A. Sannino, "Efficiency analysis of low- and medium- voltage DC distribution systems," in *Proc. of Power Engineering Society General*

Meeting, 2004, pp. 2315-2321.

- [50] S. Anand and B. G. Fernandes, "Optimal voltage level for DC microgrids," in *Proc. of IEEE Industrial Electronics Society*, 2010, pp. 3034-3039.
- [51] M. arshad, G. Clark, R. Dan, et al., *DC Power Production, Delivery and Utilization*, Electric Power Research Institute, White Paper, 2006.
- [52] H. Kakigano, Y. Miura and T. Ise, "Low-Voltage Bipolar-Type DC Microgrid for Super High Quality Distribution," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 12, pp. 3066-3075, 2010.
- [53] 최우인, 직류배전시스템의 단락사고 보호를 위한 컨버터 회로 및 제어기 설계, 석사학위논문, 서울대학교, 2013.
- [54] S. M. Lee and H. S Kim, "A study on Low-Voltage DC circuit breakers," in *Proc. of IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2013, pp. 1-6.
- [55] S. Abe, Y. Sihun, M. Shoyama, et al., "Operating mechanism of SiC-SIT DC circuit breaker in 400V-DC power supply system for data center — In case of grounding fault," in *Proc. of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2012, pp. 2189-2194.
- [56] J. M. Guerrero, H. Lijun and J. Uceda, "Control of Distributed Uninterruptible Power Supply Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 8, pp. 2845-2859, 2008.
- [57] D. Deng, R. Oruganti and D. Srinivasan, "Modeling and Control of Single-Phase UPS Inverters: A Survey," in *Proc. of Power Electronics and Drives Systems*, 2005, pp. 848-853.
- [58] Z. Biao, S. Qiang, L. Wenhua, et al., "Next-Generation Multi-Functional Modular Intelligent UPS System for Smart Grid," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 9, pp. 3602-3618, 2013.

- [59] C. H. Cho, J. Ho Jeon, J. Y. Kim, et al., "Active Synchronizing Control of a Microgrid," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 12, pp. 3707-3719, 2011.
- [60] C. T. Lee, R. P. Jiang and P. T Cheng, "A grid synchronization method for droop controlled distributed energy resources converters," in *Proc. of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2011, pp. 743-749.
- [61] Z. Yan, L. Hui and L. Liming, "Integrated Autonomous Voltage Regulation and Islanding Detection for High Penetration PV Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 6, pp. 2826-2841, 2013.
- [62] F. De Mango, M. Liserre, A. D. Aquila, et al., "Overview of Anti-Islanding Algorithms for PV Systems. Part I: Passive Methods," in *Proc. of Power Electronics and Motion Control Conference*, 2006, pp. 1878-1883.
- [63] E. J. Estébanez, V. M. Moreno, A. Pigazo, et al., "Performance Evaluation of Active Islanding-Detection Algorithms in Distributed-Generation Photovoltaic Systems: Two Inverters Case," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 4, pp. 1185-1193, 2011.
- [64] A. Kwasinski, "Quantitative Evaluation of DC Microgrids Availability: Effects of System Architecture and Converter Topology Design Choices," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 3, pp. 835-851, 2011.
- [65] A. P. Martins, A. S. Carvalho and A. S. Araujo, "Design and implementation of a current controller for the parallel operation of standard UPSs," in *Proc. of IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation*, 1995, pp. 584-589.
- [66] J. Rajagopalan, K. Xing, Y. Guo, et al., "Modeling and dynamic analysis of paralleled DC/DC converters with master-slave current sharing control," in

- Proc. of Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 1996, pp. 678-684.
- [67] T. Weizhong and R. H. Lasseter, "An LVDC industrial power distribution system without central control unit," in *Proc. of Power Electronics Specialists Conference*, 2000, pp. 979-984.
- [68] B. K. Johnson, R. H. Lasseter, F. L. Alvarado, et al., "Expandable multiterminal DC systems based on voltage droop," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 8, no. 4, pp. 1926-1932, 1993.
- [69] I. Cvetkovic, *Modeling, Analysis and Design of Renewable Energy Nanogrid Systems*, M.S. Dissertation, Electrical Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University, Jul. 2010.
- [70] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, et al., "Hierarchical Control of Droop-Controlled AC and DC Microgrids—A General Approach Toward Standardization," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 1, pp. 158-172, 2011.
- [71] X. Guoyi, X. Lie Xu, D. J. Morrow, et al., "Coordinated DC Voltage Control of Wind Turbine With Embedded Energy Storage System," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 27, no. 4, pp. 1036-1045, 2012.
- [72] S. Teleke, M. E. Baran, S. Bhattacharya, et al., "Rule-Based Control of Battery Energy Storage for Dispatching Intermittent Renewable Sources," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 1, no. 3, pp. 117-124, 2010.
- [73] 백중복, 최우인, 배현수 외 1명, *교육용 실대상 건물에 대한 직류 배전 시스템*, 케이디파워 2차년도 연구 보고서, 2012년 5월.

- [74] 최우인, 백종복, 조보형, “On-line Optimal EMS Implementation for Distributed Power System,” 전력전자학회 2012년 추계학술대회, 33-34쪽, 2012년 11월.
- [75] 임명선, 한극식, 김용환 외 6명, *전력소비행태분석*, 통계청 연구보고서, 2012년 9월
- [76] C. Grigg, P. Wong, P. Albrecht, et al., “The IEEE Reliability Test System-1996. A report prepared by the Reliability Test System Task Force of the Application of Probability Methods Subcommittee,” *IEEE Transactions on Power System*, vol. 14, no. 3, pp. 1010-1020, 1999.
- [77] 기상청, 8 Jul. 2013, <http://www.kma.go.kr>
- [78] G. R. Newsham and B. G. Bowker, “The effect of utility time-varying pricing and load control strategies on residential summer peak electricity use: a review,” *Energy Policy*, vol. 38, no. 7, pp.3288-3296, 2010.
- [79] A. D. Papalexopoulos, and T. C. Hesterberg, “A regression-based approach to short-term system load forecasting,” *IEEE Transactions on Power System*, vol. 5, no. 4, pp. 1535-1547, 1990.
- [80] K. Kalaitzakis, G. S. Stavrakakis and E. M. Anagnostakis, “Short-term load forecasting based on artificial neural networks parallel implementation,” *Electric Power Systems Research*, vol. 63, no. 3, pp.185-196, 2002.
- [81] S. X. Chen, H. B. Gooi and M. Q. Wang, “Sizing of Energy Storage for Microgrids,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 3, no. 1, pp. 142-151, 2012.
- [82] M. Jian, Y. D. Zhao and Z. Pei, “Using a support vector machine (SVM) to improve generalization ability of load model parameters,” in *Proc. of Power Systems Conference and Exposition*, 2009, pp. 1-8.

- [83] Richard Bellman, *The Theory of Dynamic Programming*, Bull. Amer. Math. Soc., vol. 60, no. 6, pp. 503-515, 1954.
- [84] R. W. Ericson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*. KLUWERACADEMIC PUBLISHERS, 2001, Chapter 7.
- [85] R. D. Middlebrook, "Small-signal modeling of pulse-width modulated switched-mode power converters," *Proceedings of the IEEE*, vol. 76, no. 4, pp.343-354, 1988.
- [86] C. Chang and M. A. Knights, "Interleaving technique in distributed power conversion systems," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 42, no. 5, pp. 245-251, 1995.
- [87] J. B. Baek, W. I. Choi and B. H. Cho, "Digital Adaptive Frequency Modulation for Bidirectional DC-DC Converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 11, pp. 5167-5176, 2013.
- [88] D. Dong, *Modeling and Control Design of a Bidirectional PWM Converter for Single-phase Energy Systems*, M.S. Dissertation, Electrical Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University, May 2009.
- [89] C. L. Phillips and H. T. Nagle, *Digital Control System Analysis and Design*, Prentice-Hall, 1995.
- [90] Kokam, 18 Nov. 2013, <http://www.kokam.com/new/kokam>
- [91] H. Phuong and B. H. Cho, "A new methodology for the stability analysis of large-scale power electronics systems," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 45, no. 4, pp. 377-385, 1998.

- [92] C. M. Wildrick, F. C. Lee, B. H. Cho, et al., "A method of defining the load impedance specification for a stable distributed power system," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 10, no. 3, pp. 280-285, 1995.
- [93] F. Xiaogang, Y. Zhihong, X. Kun, et al., "Impedance specification and impedance improvement for DC distributed power system," in *Proc. of Power Electronics Specialists Conference*, 1999, pp. 889-94.
- [94] S. D. Sudhoff, S. F. Glover, P. T. Lamm, et al., "Admittance space stability analysis of power electronic systems," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 36, no. 3, pp. 965-973, 2000.
- [95] S. D. Sudhoff and S. F. Glover, "Three-dimensional stability analysis of DC power electronics based systems," in *Proc. of Power Electronics Specialists Conference*, 2000, pp. 101-106.
- [96] S. D. Sudhoff, and J. M. Crider, "Advancements in generalized immittance based stability analysis of DC power electronics based distribution systems," in *Proc. of IEEE Electric Ship Technologies Symposium*, 2011, pp. 207-212.
- [97] A. Riccobono and E. Santi, "A Novel Passivity-Based Stability Criterion (PBSC) for switching converter DC distribution systems," in *Proc. of Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2012, pp. 2560-2567.
- [98] J. Edward, *The Control of dynamically interacting systems*, Ph. D. Dissertation, Department of Mechanical Engineering, Massachusetts Institute of Technology, Aug. 1988.
- [99] O. Brune, Synthesis of a finite two-terminal network whose driving-point impedance is a prescribed function of frequency, Sc. D. Dissertation, Department of Electrical Engineering, Massachusetts Institute of Technology, 1931.

- [100]A. B. Jusoh, “The instability effect of constant power loads,” in *Proc. of Power and Energy Conference*, 2004, pp. 175-179.
- [101]IEC Std. 60364-1, Low-voltage electrical installations – Part 1: Fundamental principles, assessment of general characteristics, definitions, Reference number IEC IEC 60364-1:2005, IEC Std. 60364-1, 2005.
- [102]J. H. Lee,H. S. Bae and B. H. Cho, “Resistive Control for a Photovoltaic Battery Charging System Using a Microcontroller,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 7, pp. 2767-2775, 2008.
- [103]IEC Std. 61660-1, Short-circuit currents in d.c. auxiliary installations in power plants and substations – Part 1: Calculation of short-circuit currents, Reference number IEC IEC 61660-1:1997, IEC Std. 61660-1, 1997.
- [104]G. Plett, “Extended Kalman filtering for battery management systems of LiPB-based HEV battery packs. Part 3. State and parameter estimation,” *Journal of Power Sources*, vol. 134, no. 2, pp. 277-292, 2004.

ABSTRACT

Recently, interest in distributed generation using renewable energy sources and energy storage systems has been increased due to the depletion of fossil fuels, environmental issues and the requirement of electrical energy reliability. To utilize multiple energy sources and storage systems effectively, the techniques for easy integration and effective management are needed. The power electronic based DC distribution system makes easy integration and has a potential for improved system efficiency. Thus, it is asserted to be an alternative of current AC distribution system.

The researches for DC distribution system have been focused on evaluation of effectiveness, topologies and control for single power sources system. However, to maximize the benefits of DC distribution system and to spread it, configuration for multiple sources has to be studied and characteristic of each source has to be considered for control strategy. Although reliability or power quality is very important, the research on it is insufficient. Because multiple resources are integrated through converters, reliability analysis with regard to interaction of subsystems and stability is essential.

Therefore, in this dissertation, features of DC distribution system including renewable energy source and energy storage system are compared with AC distribution system. To study integration issues of a DC distribution system, configuration and operation of DC power system are presented. To address efficient management and uninterrupted power supply, two-level hierarchical control strategy is proposed. To manage stored energy economically within autonomous system,

central control-layer which is implemented through low bandwidth communication interface commands charging/discharging power scheduling. Each converter operates independently by local control-layer which performs scheduling instruction using indirect droop method. Thus, converter can transit mode autonomously according to conditions, it results improved reliability of a power system and maximized utilization of renewable resources.

As a part of reliability study, the small signal models to design controller and to analyze the stability on various operational mode are derived. Based on these studies, guideline to resolve the sub-system interaction and to assure the bus voltage stability is presented, even through complex configuration composed of parallel-connected different resources. In addition, fault analysis, effect on power quality and practical issues for DC distribution system are discussed. Simulations and experiments are performed to verify the effectiveness of the proposed structure and control algorithm.

Keywords : DC distribution system, Renewable energy source, Energy storage system, Distributed system control, Energy management system, Small signal modeling, Stability analysis, Microgrid

Student Number : 2007-20995